

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Übertragungsverfahren gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1, sowie eine Sender-Empfänger-Anordnung zur Durchführung des Verfahrens gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 7.

quanten Trägersignal aufmoduliert und über die Übertragungsstrecke dem Empfänger übermittelt, der zur Rückgewinnung der Nachricht einen entsprechenden Demodulator aufweist. Zur Modulation analoger Signale besteht eine umfangreiche Literatur. Die modernen Nachrichtenverfahren benutzen digitale oder digitalisierte Informationen, da derartige Signale mittels der Prosessortechnik auf dem Signalweg mit den heute zur Verfügung stehenden Mitteln auch bei großem Informationsanfall schnell und kostengünstig verarbeitet werden können.

[0003] Liegt das zu übertragende Nachrichtensignal in digitalisierter Form als Bitfolge vor - wie es in modernen Modulationsverfahren der Fall ist - so erfolgt die Modulation durch Änderung der Frequenz bzw. Phase oder der Amplitude des Trägersignals in dem jeweiligen Informationswort der zu übertragenden Bitfolge. Zur digitalen Modulation des Trägersignals sind auch COUCH, L.W.: Digital and Analog Communication Systems, 4th Edition, Macmillan Publishing Company (1993) unterschiedliche digitale Modulationsverfahren bekannt, beispielsweise die Amplitudenunterschied (ASK: Amplitude Shift Keying), die Zweiphasenunterscheidung (2-PSK: Phase Shift Keying) oder die Zweifrequenzunterscheidung (2-FSK: Frequency Shift Keying), oder neuere Verfahren wie die Spreizmodulationsverfahren, in denen der Empfänger jeweils die Demodulation entsprechend dem sendeseitig angewandten Modulationsverfahren und damit die Rückgewinnung des digitalen Nachrichtensignals als Bitfolge in Form von aufeinanderfolgenden Impulsen. Ein bekanntes Modulationsverfahren der Nachrichtentechnik stellt dabei - wie erwähnt - auch die Winkelmodulation als Oberbegriff für Frequenz- oder Phasenmodulation dar. Bei den bekannten Verfahren dient diese Modulationsart aber ausschließlich dazu, die Nachricht einem Träger aufzuprägen.

[0004] Der Nachteil besteht bei allen derzeitigen Verfahren grundsätzlich darin, daß die Qualität des empfangensseitig zurückgewonnenen Nachrichtensignals mit der Entfernung zwischen Empfänger und Sender mit Störungen auf der Übertragungsstrecke stark abnimmt.

[0005] Um bei einer Nachrichtenübertragung auf einer störungsbehafteten Übertragungsstrecke eine gewünschte Reichweite mit einer vorgegebenen Störsicherheit zu erreichen, darf die Sendeleistung deshalb einen vorbestimmten Wert nicht unterschreiten.

[0008] Zum einen hat die somit erforderliche große Sendeleistung von Batterien, die das abgestrahlte Leistung während des Sendebetriebs entsprechend hoch ist, was insbesondere bei batteriebetriebenen Geräten, wie in Mobiltelefonen, wegen der raschen Batteriereschöpfung störend ist. Zum anderen bestehen Bedenken, daß die von dem Sender ausgehende elektromagnetische Strahlung zu einer Schädigung des menschlichen Körpers führen kann, was insbesondere bei Mobiltelefonen wegen des vergleichsweise geringen Abstands zum Benutzer zu bedenklichen ist. **[0007]** Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Übertragungsverfahren derartiges benutzerfreundliches Sender-Empfänger-Anordnung zur Durchführung des Verfahrens zu schaffen, welches - bei im übrigen mindestens gleichbleibender Übertragungsqualität - eine Verringerung der Sendeleistung bzw. eine Erhöhung der Reichweite ermöglicht.

[0008] Diese Aufgabe wird, ausgehend von einem Verfahren gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1, durch dessen kennzeichnende Merkmale bzw. - hinsichtlich der Anordnung zur Durchführung des Verfahrens - durch die Merkmale des Anspruchs 7 gelöst.

[0009] Die Erfindung schließt die technische Lehre ein, "Faltimpulse" zwischen Sender und Empfänger zu übertragen, das eine besonders ausgestattete Impulse die nachstehend näher definiert sind. Diese Faltimpulse können aufgrund ihrer besonderen Eigenschaften im Empfänger nicht nur zur Amplitudenänderung durch entsprechende Kompressionsverfahren mit entsprechender angepaßten Dispositionen verwendet werden, sondern können aufgrund ihrer besonderen hochkorrelativen Eigenschaften zur zusätzlichen korrelativen und auto-korrelativen Unterdrückung des Rauschens gegenüber dem Signal genutzt werden. Die besondere Modulation und die spezielle Zusammensetzung dieser hier "Faltimpulse" genannten Übertragungselemente erlauben eine Erhöhung des Signal/Rauschverhältnisses in der analogen Signalaufbereitung beim Empfänger. Auf diese Weise läßt sich über eine Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses im Empfänger wahlweise eine Verringerung der Sendeleistung bzw. eine Vergrößerung von achtzehn oder einer Verringerung der Fehlerrate erzielen.

[0010] Unter dem Begriff "Fallimpuls" ist hierbei und im folgenden jeweils die Überlagerung (Superposition) mindestens zweier entgegengesetzt winkelmodulierter Impulse (Komponenten) - in ihrer Grundform auch als "Chirpimpuls" bezeichnet - mit im wesentlichen gleicher Dauer zu verstehen, wobei die Winkelmodulation der beiden Impulse darauf erfolgt, daß sich die Frequenz der einen Komponente während der Impulsdauer in mathematischen Sinne monoton steigend- und bei der zweiten Impulskomponente monoton fallend ändert. Der Fallimpuls ist also dadurch zu definieren, daß er gleichzeitig aus mindestens zwei winkelmodulierten Impulsen (Komponenten) mit zueinander gegenüberlich sich ändernder Frequenz besteht, wobei die relative Phasenlage der Komponenten zueinander auch noch zur Unterscheidung solcher Signale verwendet werden kann.

2

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

(11) EP 1 126 625 A1



EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(12) (51) Int. Cl.⁷: H04B 1/69

(43) Veröffentlichungstag:
22.08.2001 Patentblatt 2001/34

(21) Anmeldenummer: 0110727.3

(22) Anmeldetag: 03.11.1997

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT CH DE ES FI FR GB IT LI NL SE

(30) Priorität: 01.11.1996 DE 19646745

(62) Dokumentnummer(n) der früheren Anmeldung(en)
nach Art. 78 EPÜ:
97949876.3 / 0 938 782

(72) Erfinder:
• Koslar, Manfred
10629 Berlin (DE)
• Janelli, Zbigniew
13355 Berlin (DE)

(74) Vertreter: Eisenführ, Speiser & Partner
Märthstrasse 24
28195 Bremen (DE)

Bemerkungen:
Diese Anmeldung ist am 03.-05.-2001 als
Teilanmeldung zu der unter INID-Kode 62
erwähnten Anmeldung eingebracht worden.

(54) Übertragungsverfahren und Anordnung zur Durchführung des Verfahrens

(57) Übertragungsverfahren bei dem im Sender winkelmulierte Impulse mit während der Impulsdauer zeitlich entgegengesetzt erfolgender Winkelmodulation erzeugt werden, die mittels eines ersten Übertragungselements (8, 9) jeweils paarweise zu einem Fallimpuls überlagert werden, wobei die zu dem Empfänger übertragenen Fallimpulse eine diesen nach einem Modulationsverfahren aufgenommene Information tragen, und diese Fallimpulse empfängerseitig durch zwei paarweise geschaltete, zueinander komplementäre, Dispersionsfilter mit frequenzabhängiger Gruppenlaufzeitcharakteristik gefiltert werden, wobei die frequenzabhängige Gruppenlaufzeitcharakteristik der beiden Dispersionsfilter an die Winkelmodulation jeweils eines der beiden in ihrer Übertragung den Fallimpuls bildenden Impulse jeweils angepaßt ist, daß am Ausgang der Dispersionsfilter jeweils ein kombiniertes Signal erscheint, das aus einem kompensierten Impuls mit erhöhter Amplitude und einem expandierten Impuls mit verringerter Amplitude besteht, wobei die Signale an den Ausgängen der beiden empfängerseitigen Dispersionsfilter mittels eines zweiten Übertragungselements zusammengeführt werden.

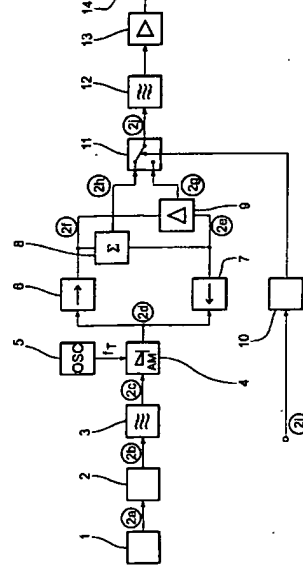


Fig. 1a

[0011] Zum besseren Verständnis der Chirpsignale, der Komponenten der "Fallimpulse", sei zunächst grundsätzlich auf deren Eigenschaften und anschließend auf die speziellen vorteilhaften Eigenschaften der Fallimpulse eingegangen.

[0012] Ein winkelmodulierter Impuls einer bestimmten Zeitdauer Δt mit einem bestimmten Frequenzhub Δf ist unter anderem durch sein Zeit-Bandbreite-Produkt $\eta = \Delta f \cdot \Delta t$ kennzeichnbar. Durch spezielle, sogenannte "dispergierende Filter", das sind Vorpoler mit einem definierten differentiellen Laufzeitverhalten, kann man solche winkelmodulierten Impulse im Empfänger in der Zeitschase zusammenheben, das heißt komprimieren. Die Energie des ursprünglichen Impulses der Dauer Δt ist mit der Amplitude U_0 [V] am Widerstand R_1 [Ω], die durch den Ausdruck $(U_0^2 \cdot \Delta t) / R_1$ gegeben ist, bleibt bei der Kompression bei zunächst als verlustlos angenommener Dispersion erhalten. Demnach kann man für den kürzeren komprimierten Impuls der Dauer δ die Energie mit $(U_0^2 \cdot \delta) / R_1$ ansetzen, wobei $|U|V$ die sich aus der Kompression ergebende erhöhte Impulsamplitude darstellt.

[0013] Also wird

$$(U_0^2 \cdot \delta) / R_1 = (U_0^2 \cdot \Delta t) / R_1,$$

[0014] Demnach ist das Verhältnis der Quadrate der Spannungen gleich dem umgekehrten Verhältnis der Zeiten zwischen dem ursprünglich gesendeten Impuls der Dauer Δt und der mittleren Dauer δ des komprimierten Impulses, also gilt

$$U_0^2 = U_0^2 \cdot \Delta t / \delta = U_0^2 \cdot \Delta t \cdot \Delta f = U_0^2 \cdot \eta,$$

wobei $\delta = 1/\Delta f$ ist. Demnach wird die Spannung im Empfänger durch die Kompression um einen Faktor erhöht, der direkt der Wurzel des Zeitbandbreiteproduktes entspricht.

[0015] Also bewirkt der Chirpimpuls, wenn er im Empfänger durch dispergierende Filter komprimiert wird, eine erste Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses. Weil das Signal/Rauschverhältnis ρ [dB] durch das zwanzigfache des Logarithmus des Verhältnisses der Signalspannung U [V] zur Rauschspannung $U|V$ definiert ist, gilt mit obigen Gleichungen:

$$\rho = 20 \log (\bar{U}/U|V) = 10 \log (U_0^2 / U|V^2) = 10 \log (U_0^2 / U|V^2) \eta = 10 \log \eta + 10 \log \eta$$

wobei ersichtlich ist, daß das SN-Verhältnis ρ direkt um den Teil $+10 \log \eta$ verbessert wird.

[0016] Diese Zusammenhänge sind bekannt und werden zur Zeit nur in der Radartechnik und zur Übertragung von Signalen in optischen Leitern aus anderen Gründen verwendet, jedoch nicht zur allgemeinen Nachrichtenübertragung. Die Chirpsignale jedoch haben noch eine andere bisher nicht genutzte Eigenschaft, die eine zweite Verbesserung des SN-Verhältnisses zulassen.

[0017] Durch Mehrfachkorrelation mehrerer Chirpsignale kann in Form der Fallimpulse eine automatische Korrelation im Empfänger erzielt werden, die über die durch die Kompression erzielbare SN-Verbesserung oben dargestellte Art hinaus durch zum Beispiel Multiplikation der Fallimpulse einen weiteren zusätzlichen sehr gravierenden SN-Ge-
winn bewirken kann.

[0018] Das liegt an der Möglichkeit, Kombinationen solcher Chirpimpulse in Form von Fallimpulsen zu schaffen, die bei Anwendung dispersiver Filteranordnungen es ermöglichen, die in der Zeitschase ursprünglich unterschiedlich verlaufenden Komponenten durch die Vorzügeigenschaften der Filter zeitlich so zu verlagern, daß koinzidente Signale generiert werden können, daß diese zeitliche Verschiebung zur Korrelation der Signale genutzt werden kann.

[0019] Damit lassen sich die Fallsignale als hoch korrelierte Nachrichtensignale charakterisieren, die aus mehreren Gründen ideal zur Nachrichtenübertragung genutzt werden können. Sie bedingen zwar zunächst wegen der Länge und der Bandbreite einen Verlust an Bitrate, erlauben aber auf der anderen Seite, hier der Empfängerseite, einen deutlichen Gewinn an Rauschreduktion verschiedener Störer, auch des weißen Rauschens, also des unvermeidlichen thermischen Rauschens.

[0020] Hochkorreliert sind sie deshalb, weil mehrere physikalische Konventionen zwischen Sender und Empfänger getroffen werden müssen und die dispersiven Filter auch auf die Phasencharakteristik des gesendeten Fallimpulses im Empfänger abgestimmt sein müssen. Das sind:

1. die Frequenzlage der Trägerfrequenz (Mittelfrequenz).
2. die Bandbreite der Frequenz der winkelmodulierten Impulse (Frequenzhub).

3. die Winkelmodulationszeitcharakteristik der Sendepulsmodulationskomponenten,
4. die Zeitdauer des Fallimpulses,
5. die Richtung der Winkelmodulation (monoton wachsende oder fallende Frequenz mit der Zeit) und deren Schachtelung,
6. die Phasenlage zu einem vorgegebenen Zeitpunkt innerhalb der Zeitdauer des winkelmodulierten Impulses und die relative Phasenlage der Komponenten zueinander und
7. die Amplitude des winkelmodulierten Impulses.

[0021] Bis auf den sechsten können diese Parameter zwischen Sender und Empfänger frei vereinbart werden, um bei entsprechend gestalteten Empfängern als Informationsträger zu dienen.

[0022] Sie erlauben eine breite Varianz der Parameter, die der Informationsübertragung zu Gute kommt. Die Übertragungsgewindigkeit, also die Bitrate, war bisher das wichtigste Ziel der Gestaltung von Übertragungsstrecken. Sie wird zwar durch die in der Zeitdauer verführten Impulse oder durch deren größere Bandbreite zunächst herabgesetzt; die Kanalkapazität kann auch dadurch gesteigert werden, daß man durch Zeit- oder Frequenzmultiplexverfahren verschiedene Kanäle unabhängig voneinander zu unterschiedlichen Zeiten oder bei unterschiedlichen Frequenzen oder unterschiedlicher Frequenzmodulationscharakteristik und unterschiedlichen Fallimpulsmodulationen übertragen kann. Die Bitrate pro Kanal mal die Anzahl der möglichen Kanäle ergibt dann erst die gesamte Menge übertragbarer Informationsinhalte pro Zeiteinheit.

[0023] Also erlaubt die Variabilität obiger Parameter, die über die Zeit- und Frequenzlage hinausgehen, einen zusätzlichen Gewinn, wenn die obengenannten Größen in unterschiedlichen Konventionen zwischen Sender und Empfänger vereinbart werden.

[0024] Diese Überlegungen zeigen, daß Chirpimpulse, speziell Fallimpulse, quasi als spezielles "Trägeroberstrahl" zur Übertragung der eigentlichen Nachricht aufgefäßt werden können. Diese Modulation geschieht also unabhängig von der für die Nachricht vorgesehenen Modulation, die möglichst zu der ersten orthogonal sein sollte. Diese hier zur Klarstellung als Trägeroberstrahlmodulation zu bezeichnende Modulation stellt also eine zusätzliche Verzögerung oder Korrelation zwischen Sender und Empfänger her und dient dazu, das Rauschen, vornehmlich das thermische Rauschen, und auch andere Störer zu minimieren, weil diese diese Zusatzmodulation nicht aufweisen können.

[0025] Das hier dargestellte Übertragungsverfahren zur Übertragung von Nachrichtensignalen zwischen einem Sender und einem Empfänger über eine störbehaftete Übertragungsstrecke stellt eine Kombination aus einer der bekannten Pulsmodulationsarten oder Pulsmodulationsarten und einer speziellen zur ersten Modulationsart orthogonal wirkenden Winkelmodulation dar, wobei die Basisbandsignale der Nachricht, zum Beispiel in Pulspositionsmodulation (PPM) oder Pulscode-Modulation (PCM) oder Impulsamplitudenmodulation (PAM) oder in Differenzieller Pulscode-Modulation (DPCM) oder als Pulsdelamodulation (PDM) oder in Spreizmodulationsverfahren (Spread Spectrum Modulation) oder einer der bekannten Modifikationen dieser Arten auf eine dem Stand der Technik entsprechende Weise erzeugt werden können.

[0026] Diese nachrichtenbezogene Modulationen der analogen oder digitalen Signale werden jedoch hier auf eine Trägerfrequenz aufmoduliert, die in der Sendeeinrichtung während der Pulsdauer nicht wie üblich von einer in ihrer Frequenz konstanten Trägerfrequenz erzeugt wird, sondern die Trägerfrequenz wird zusätzlich durch mehrfach winkelmoduliert, daß die beim Fallimpuls zueinander reversen Winkelmodulationskomponenten einzeln und die Amplitudenänderung als Signalinformation oder die Pulsstandswerte (bei PPM) des winkelmodulierten Trägers andererseits als Kombination voneinander unabhängiger Modulationsarten, sogenannter "zueinander orthogonaler Modulationsarten", gleichzeitig und zu unterschiedlichem Zweck vorgenommen werden, wobei die bekannten Modulationsarten zur Übertragung der Nachricht dienen und darüber hinaus die Winkelmodulationskombinationen in der besonderen Form der Fallimpulse als hochkorrelierbare Signale unter Verwendung dispersiver Filteranordnungen zur korrelativen Rauschunterdrückung genutzt werden.

[0027] Die Folge solcher Fallimpulse wird über die Übertragungsstrecke, die allgemein durch Störer anderer Sender und durch weiße Rauschanteile gestört wird, zum Empfänger übertragen. Der Begriff "Übertragungsstrecke" ist hierbei allgemein zu verstehen und umfaßt drahtlose Übertragungsstrecken, bei denen die Informationsübertragung vom Sender zum Empfänger mittels elektromagnetischer Wellen erfolgt, sowie leitungsgebundene Übertragungsstrecken, bei denen Sender und Empfänger vorzugsweise über Lichtwellenleiter, Koaxialkabel oder einfache elektrische Leitungen miteinander verbunden sind.

[0028] Darüber hinaus ist die Erfindung auch bei einer Datenspeicherung beispielsweise auf magnetischen Datenträgern anwendbar. In diesem Fall ist der Sender als Schreibeinheit auszuführen, die die Daten auf den Datenträger schreibt, während der Empfänger als Leseinheit ausgebildet ist, die die gespeicherten Daten aus dem Datenträger ausliest.

[0029] Der Empfänger kann die beiden zueinander orthogonalen Modulationsarten demodulieren, wobei der Empfänger zu diesem Zweck im Verlaufe seines Blockdiagrammes zwischen Antenne und Gleichrichter erfindungsgemäß dispersiver Filter der definierten Art aufweist, wobei solche Filteranordnungen angegeben werden, die der automati-

schen Signalausgleichsvorbesetzung durch die korrelativen Eigenschaften des Fallimpulses dienen und gleichzeitig diese Signale noch durch Kompression in ihrer Amplitude zu erhöhen vermögen.

[0030] Da die in den Fallimpulsen enthaltenen Chirpsignale einen Gewinn an Signal/Rauschverhältnis durch die Komprimierbarkeit der Signalamplitude erlauben, und die Dispersionsfilter so angeordnet werden können, daß deren zueinander inverse Eigenschaften zwei zueinander eplogesymmetrische Ausgangssignale aus den Chirpsignalkomponenten der Fallimpulse erzeugen, lassen sich diese zeitgleich auftretenden korrelierten Impulse addieren, multiplizieren oder subtrahieren, ausrechnen oder unterdrücken und erlauben auf diese Weise eine quasi-autokorrelative Hervorhebung des Signales gegenüber dem Rauschen.

[0031] Eine weitere sehr entscheidende Überlegung läßt sich aus dem Umstand ableiten, daß die Auslegungszeit des komprimierten Impulses der vollen Bandbreite des Chirpsignales entspricht und in seiner zeitlichen Position sehr genau innerhalb einer Empfangsordnung definiert ist. Demzufolge ist dieses Übertragungsverfahren für eine Pulspositionsmodulation (PPM) geradezu prädestiniert. Selbst wenn man immer zwei Chirpimpulse aussenden würde, deren erster als Zeitreferenzpunkt für den Abstand zum zweiten ihm folgenden Impuls diene, wäre die gesamte Dauer nur 2,5 mal der Pulsdauer. Ein solches Signal kann für eine analoge Signalübertragung, aber auch zur Übertragung digitaler Signale verwendet werden. Insofern wird also die durch die erhöhte Bandbreite ebenfalls erhöhte Kanalkapazität genutzt.

[0032] Die dispersiven Filteranordnungen, wie sie später in Applikationsbeispielen aufgeführt werden, können gleichzeitig mehrere Funktionen erfüllen und reduzieren damit den notwendigen Aufwand in möglichen Empfängerstrukturen. [0033] Erstens bewirken sie eine Überhöhung des Signals gegenüber dem Rauschen durch die bloße Kompression der Fallimpulskomponenten.

[0034] Zweitens kann durch diese Anordnungen gleichzeitig erreicht werden, daß die Fallimpulskomponenten durch entsprechende Anordnungen der Filter zu koizidenten spiegelsymmetrischen Signalen führen, die durch selbsttätige Korrelation zu einem weiteren Gewinn bezüglich des SN-Verhältnisses führen.

[0035] Drittens kommt hinzu, daß bei einer Multiplikation der koizidenten und komprimierten Signale bei einer autokorrelativen Multiplikation von Signalen gleicher Frequenzlage (eplogesymmetrische Frequenzlage) ohne weitere Filter gleichzeitig eine automatische, multiplikative und kohärente Demodulation der komprimierten Signale bewirkt wird, die sonst nur durch aufwendige PLL-Schaltungen erzielt werden könnte.

[0036] Leitet man im Empfänger den Fallimpuls, wie er eingangs definiert wurde, über zwei zueinander parallel geschaltete Dispersionsfilter mit zueinander reverser komplementärer Disposition, entstehen an den beiden Ausgängen dieser Filter zwei spiegelsymmetrische Signale.

[0037] Die beiden Dispersionsfilter haben bei winkelmulierten Fallimpulsen zwei invers zueinander wirkende Kennlinien. Während der Phasengang über der Frequenz jeweils parabelförmig ist, ist die daraus abgeleitete Gruppenlaufzeit über der Zeit eine Gerade, die mit steigender Frequenz auch ansteigt, während das andere Filter in der Charakteristik der Gruppenlaufzeit komplementär wirkt, also die Gruppenlaufzeit mit steigender Frequenz größer wird.

[0038] Die Gruppenlaufzeitcharakteristik ist also bei linearfrequenzmodulierten Impulsen eine Gerade, bei entsprechend nicht-linearer Frequenzmodulation stellt die jeweilige Gruppenlaufzeit des dispersiven Filters die jeweilige innere Funktion zur Modulatoncharakteristik dar. Bei komplementär nicht-linear modulierten Fallimpulskomponenten müssen also die demodulierten Dispersionsfilter entsprechende komplementäre Gruppenlaufzeitcharakteristiken aufweisen.

[0039] Da die superponierten Anteile des Fallimpulses aus zwei Komponenten bestehen und diese beiden Anteile auf zwei zueinander invers wirkende, parallelgeschaltete Dispersionsfilter geschaltet werden, finden vier Vorgänge gleichzeitig statt:

[0040] Bei der Komponente, die eine sich mit der Zeit erhöhende Frequenz (positiver Frequenzverlauf) aufweist, werden durch eines der beiden parallel geschalteten Filter mit einer negativen Gruppenlaufzeitcharakteristik über der Frequenz die höheren Frequenzanteile verzögert. Hierdurch werden die ursprünglich positiv geclipten Signale komprimiert, wobei die gegenläufige, negativ geclipte Fallimpulskomponente zur doppelten Dauer des Eingangsimpulses zeitlich expandiert wird.

[0041] Das andere Filter wirkt umgekehrt, weil es die niedrigeren Frequenzen stärker verzögert als die hohen Frequenzen (positive Gruppenlaufzeitcharakteristik), wobei die von hohen Frequenzen zu niedrigeren Frequenzen verlaufende Komponente komprimiert und die von niedrigeren zu hohen Frequenzen verlaufende Pulskomponente zur doppelten Dauer des Eingangsimpulses expandiert wird.

[0042] Die beiden Dispersionsfilter führen also jeweils bei einem der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls bildenden winkelmulierten Impulse zu einer zeitlichen Kompression mit einer dementsprechenden Amplitudenhöhung, wohingegen der andere Impulsanteil zur doppelten Dauer expandiert wird, was zu einer entsprechenden Amplitudenverminderung führt.

[0043] Da das Rauschen im Vergleich zu einem derartigen Signal nicht korreliert ist, aber aufgrund der Dispersioneigenschaften der dispersiven Filter nicht gleichförmig verändert wurde, ist das Rauschsignal am Ausgang der beiden Filter zum Signal unkorreliert.

[0044] Somit kann man im analogen Bereich des Empfängers durch analoges Signalprocessing bestimmte Prinzipien

anwenden, die zur Rauschunterdrückung genutzt werden können, und zwar zum großen Teil unabhängig voneinander, wie Simulationen gezeigt haben.

[0045] Zur praktischen Umsetzung der systembedingten Dispersionsfilter dienen hierbei heute nach dem Stand der Technik bevorzugt Oberflächenwellenfilter (SAW-Filter: Surface Acoustic Waves), da sich derartige Filter mit hoher Reproduktionsgenauigkeit und Stabilität herstellen lassen. Darüber hinaus bieten derartige Oberflächenwellenfilter den Vorteil, daß sich Amplitudengang und Phasengang unabhängig voneinander dimensionieren lassen, was die Möglichkeit eröffnet, das in jedem Empfänger erforderliche schmalbandige Bandpaßfilter und das Dispersionsfilter in einem Bauteil zu verknüpfen. Die Ausführung der Dispersionsfilter als SAW-Filter Modul ermöglicht weiterhin vorteilhaft die Integration mehrerer Dispersionsfilter zusammen mit Teilpaßfiltern, Addierern und Subtrahierern auf einem Substrat, so daß ein kompaktes SAW-Bauteil als Kern der erfindungsgegenständlichen Anordnung geschaffen werden kann.

[0046] Bevorzugt also wird eine SAW-Filter-Bauweise auf einem Substrat, bestehend aus zwei parallelen und zueinander revers wirkenden Dispersionsfiltern mit zwei Ein- und Ausgängen und zusätzlichen Ausgängen jeweils für Summe und Differenz der Ausgangssignale. Diese Funktionen können alle auf einem einzigen Substrat untergebracht werden. Die normalerweise separaten Ein- und Ausgänge wurden hier der Einfachheit halber für Blockschaltbilder nur durch eine Leitung dargestellt.

[0047] Das erfindungsgegenständliche Übertragungsverfahren ist hinsichtlich der sendersseitig vorgenommenen Winkelmodulation ersichtlich nicht auf eine lineare Frequenzänderung während der Impulsdauer beschränkt. Entscheidend ist, daß die Laufzeitcharakteristik der empfängersseitig vorgesehenen Dispersionsfilter an die sendersseitig vorgenommene Winkelmodulation der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls bildenden Impulse derart angepaßt ist, daß am Ausgang der empfängersseitig angeordneten Dispersionsfilter jeweils ein kombiniertes Signal erscheint, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und einem zeitlich expandierten Impuls mit entsprechend verringerter Amplitude besteht.

[0048] Diese beiden kombinierten Signale können nun entweder addiert, subtrahiert, oder multipliziert werden und wie gezeigt wird hierdurch oder durch Unterdrücken oder Ausschneiden der koizidenten Anteile zur Verbesserung des SN-Verhältnisses im Empfänger genutzt werden.

[0049] Die Addition der kombinierten Signale ergibt eine Superposition der komprimierten Signaleanteile sowie eine Überlagerung der doppelt gedehnten Chirpsignale und eine Addition des auf dem Übertragungsweg hinzugekommenen Rauschens. Da die komprimierten Signale koizident auf die Addierstufe gelangen, werden deren Signalamplituden addiert, also verdoppelt. Demnach erhöht sich das Signal um 6 dB. Das Rauschen jedoch, das nicht korreliert ist und dessen Phase und Amplitude schwanken, kann nur bezüglich der Leistung addiert werden. Also nimmt seine Amplitude statistisch nur um 3 dB zu. Demnach ergibt sich eine mittlere Signal/Rauschverbesserung von 3 dB, weil beim Signal aufgrund des gleichzeitigen Auftretens die Spannungen addiert werden und beim Rauschen aufgrund des statistischen Auftretens nur die Leistungen addiert werden. Die Koizidenz der spiegelsymmetrisch komprimierten Komponenten am Ausgang der empfängersseitig angeordneten Dispersionsfilter führt also nur für ein Fallsignal bei ihrer Summation zu einem SN-Gewinn.

[0050] Die Subtraktion der kombinierten Signale führt je nach der relativen Phasenlage der Fallbestandteile des Fallsignales zu komplementäre Vorgänge zueinander.

[0051] Bei der Multiplikation der beiden durch die parallel geschalteten Dispersionsfilter am Ausgang entstehenden kombinierten Signale entstehen ähnliche Verhältnisse, wie sie von der Autokorrelation her bekannt sind.

[0052] Bei dem bekannten Autokorrelationsverfahren werden periodische oder quasi-periodische Signale durch eine Verzögerungsleitung um die Periodendauer versetzt und mit dem eintreffenden - nicht über eine Verzögerungsleitung geleiteten - Signal multipliziert. Die Gleichförmigkeit des Signales nach einer Periodendauer führt zur Quadrierung der dann koizidenten Signalamplituden. Das Rauschen jedoch, weil über die Verzögerungsleitung nicht korreliert, wird hierbei bekanntermaßen unterdrückt. Die Autokorrelation gehört zu den effizientesten - allerdings nicht linearen - Verfahren um periodische oder quasi-periodische Signale gegenüber dem Rauschen hervorzuheben, also den Signalamplituden zu erhöhen.

[0053] Der gleiche physikalische Effekt läßt sich sehr vorteilhaft für das Fallsignal erzielen. Da das Fallsignal derart zusammengesetzt wurde, daß es durch zwei parallel geschaltete Dispersionsfilter mit zueinander inverser Dispositionierung zwei zueinander symmetrische kombinierte und koizidente Ausgangssignale erzeugt, die dadurch gekennzeichnet sind, daß in deren zeitlicher Mitte in beiden Zweigen sich jeweils komprimierte Signaleanteile befinden, die durch Kompression überhöht sind, ergibt die Multiplikation dieser überhöhten auf einen engen Zeitbereich komprimierten Signale eine Quadrierung der Signalamplituden.

[0054] Das Rauschen jedoch ist nicht korreliert und wurde außerdem durch die dispersiven Filter in seinem zeitlichen Verlauf gedehnt, also auch in seiner Amplitude abgesenkt. Die Multiplikation der Rauschanteile führt also zu einer im Verhältnis zu dem quadrierten Signal sehr viel kleineren Amplitude.

[0055] Demnach tritt ein ähnlicher physikalischer Effekt wie bei der Autokorrelation periodischer Signale hier bei einem aperiodischen Signal auf. Obwohl die Autokorrelationsgleichung für Fallimpulse anders aussehen würde als für

periodische Signale, weil nicht die Signale durch eine Verzögerungsleitung um die Periodendauer versetzt werden, sondern zwei frequenzabhängige Verzögerungsleitungen mit zueinander reverser Dispersionscharakteristik vorliegen, die auf das Fallsignal wechselseitig so wirken, daß die komprimierten Signale und die jeweils gedehnten Signale in einer Art zeitlicher Spiegelsymmetrie konjunkt auftreten und bei der wechselseitigen Multiplikation eine gravierende Rauschunterdrückung bewirkt wird.

[0056] Während die normale Autokorrelation periodische oder quasi-periodische Signale voraussetzt, ist sie auf digitale Folgen, zum Beispiel Impulse-Code-Modulationsverfahren, nicht anwendbar. Das Fallsignal jedoch ist ein Signal bestimmter Dauer, das sich nicht wiederholt. Trotzdem ist es in sich selbst, wie nachgewiesen wurde, automatisch korrelierbar.

[0057] Die Erzeugung der winkelmodulierten Impulse, die in ihrer Überlagerung jeweils einen Fallimpuls bilden, kann nach dem Stand der Technik auf verschiedene Arten erfolgen, von denen im folgenden einige kurz beschrieben werden. [0058] In einer Variante der Erfindung wird zunächst näherungsweise ein Dirac-Impuls erzeugt und einem Tiefpaßfilter zugeführt, dessen Filterkennlinie kurz vor Erreichen der Grenzfrequenz eine Überhöhung aufweist und den Dirac-Impuls somit in einen δ -Impuls (Spaltimpuls) wandelt, dessen Form durch die bekannte δ -Funktion $\delta(x) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{\epsilon} \times$ beschrieben wird. Das δ -förmige Ausgangssignal des Tiefpaßfilters wird anschließend auf einen Amplitudenmodulator gegeben, welcher der Trägergewichtung eine δ -förmige Hüllkurve aufträgt. Wird das auf diese Weise erzeugte Signal einer Parallelschaltung zweier dispergierender Filter mit zueinander reverser Charakteristik zugeführt, so erscheint am Ausgang der beiden Filter zwei zueinander reverser winkelmodulierte Chirpsignale, bei deren Addition oder Subtraktion zwei unterschiedliche Fallimpulse entstehen, die als hier sogenannte "Summen- oder Differenzsignale" - beides sind Fallimpulse mit unterschiedlicher relativer Phasenlage zueinander - bezeichnet werden können.

[0059] Gemäß einer bevorzugten Ausführung der Erfindung erfolgt die Erzeugung der frequenzmodulierten Impulse dagegen mittels einer PLL-Schleife (PLL: Phase Locked Loop) und eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO: Voltage Controlled Oscillator). Die einzelnen Impulse des in digitaler Form vorliegenden Eingangssignals werden hierzu zunächst durch einen Integrator in δ -gepunktartige Impulse umgewandelt, wobei die Anstiegserkennung der einzelnen Impulse von der Amplitude des Eingangssignals abhängt. Das auf diese Weise erzeugte Signal wird dann zur Ansteuerung des VCO's verwendet, so daß die Frequenz eines Ausgangsimpulses während der Impulsdauer in Abhängigkeit vom Pegel des Eingangssignals linear zunimmt oder fällt. Werden durch eine geeignete Schätzung dieser Art zwei gegenläufige Chirpsignale gleichzeitig erzeugt, so können die Fallsignale entweder durch Addition oder Subtraktion als Summen- oder Differenzsignale erzeugt werden.

[0060] Nach einem weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung erfolgt die Erzeugung der frequenzmodulierten Impulse im Sender durch eine digitale Signalverarbeitungseinheit, was vorteilhaft die Realisation beliebiger Frequenzverläufe während der Impulsdauer ermöglicht.

[0061] In der Regel liegen die zu übertragenden Informationen in digitaler Form als binäres Signal vor, wobei die Ausprägung dieser Informationen auf die Fallimpulse in einer einfachen Variante der Erfindung dadurch erfolgt, daß nur bei einem logischen HIGH-Pegel das Informationstragenden Eingangssignales ein Fallimpuls übertragen wird, während ein logischer LOW-Pegel des Eingangssignals zu einer Übertragungsphase führt, wobei auch eine Umkehrung dieser Konvention möglich ist.

[0062] Entscheidend ist in dieser Variante der Erfindung lediglich, daß nur ein logischer Pegel des Informationstragenden Eingangssignales aktiv übertragen wird.

[0063] In der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird dagegen sowohl ein logischer HIGH-Pegel als auch ein logischer LOW-Pegel des Informationstragenden Eingangssignals aktiv übertragen, was zu einer erhöhten Störresistenz führt. Hierzu werden senderseitig in Abhängigkeit von dem jeweiligen binären Wert des Eingangssignals zwei unterschiedliche Fallimpulse erzeugt.

[0064] So ist es günstig, bei einem HIGH-Pegel des Informationstragenden Eingangssignals einen Fallimpuls zu übertragen, der aus der Summe zweier entgegengesetzt winkelmodulierter Impulse besteht. Bei einem LOW-Pegel des Eingangssignals wird dann entsprechend ein Fallimpuls erzeugt, der aus einer Subtraktion zweier entgegengesetzt winkelmodulierter Impulse besteht. Demnach unterscheiden sich diese zwei unterschiedlichen Fallimpulse durch die jeweiligen Phasenlage der Fallimpulskomponenten zueinander.

[0065] Ferner sind diese Signale für fast alle bisher bekannten Modulationsverfahren anwendbar. Ideal jedoch sind sie für die Puls-Position-Modulation (PPM) geeignet, bei der die Reduktion der Bitrate hier nicht so ins Gewicht fällt, weil hierzu maximal nur zwei Pulse erforderlich sind, bei synchronen Verfahren sogar nur ein Impuls.

[0066] Weiterhin kann es günstig sein, sowohl logische LOW-Pegel als auch logische HIGH-Pegel des Informationstragenden binären Eingangssignals aktiv durch jeweils einen Fallimpuls zu übertragen, wobei die Position der übertragenden Fallimpulse in Abhängigkeit von dem jeweiligen Wert des Informationstragenden Eingangssignals vorgegeben wird.

[0067] Die Erfindung ist in dieser Variante der Puls-Position-Modulation nicht auf binäre Eingangssignale beschränkt, die lediglich zwei unterschiedliche Signalepegel aufweisen, sondern auch allgemein mit digitalen Eingangssignalen verwendbar, wobei entsprechend der möglichen Anzahl unterschiedlicher Signalepegel des Eingangssignals

auch Fallimpulse unterschiedlicher Position einen mehrfachen bit-Level repräsentieren können. [0068] Das erfindungsgemäße Übertragungsverfahren ist jedoch nicht auf die vorstehend exemplarisch beschriebenen Modulationsverfahren beschränkt, sondern läßt sich mit einer Vielzahl von Modulationsverfahren kombinieren, die u.a. in der eingangs genannten Druckchrift beschrieben sind, auf deren Inhalt Trägersubstrat versehen werden. Sogar die modernen Spreadmodulationsverfahren können mit dem winkelmodulierten Trägersubstrat versehen werden, um hier eine Reduktion des weißen Rauschens zu bewirken, was bisher nicht möglich war.

[0069] Andere vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet bzw. werden nachstehend zusammen mit der Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand der Figuren näher dargestellt. Es zeigen:

Figur 1a ein Blockschaltbild einer Sendeanordnung als Beispiel zur Anwendung des erfindungsgemäßen Übertragungsverfahrens.

Figur 1b bis 1f verschiedene Rauschunterdrückungsmodule als Blockschaltbilder zur Anwendung in verschiedenen Ausführungsformen von Empfängern zum Empfang des von dem in der Figur 1a dargestellten durch den Sender erzeugten und übertragenen Signals.

Figur 2a bis 2p den Signalverlauf an verschiedenen wichtigen Punkten innerhalb der in den vorangehenden Figuren dargestellten Blockschaltbilder sowie

Figur 3a bis 3d verschiedene Ausführungsformen von Empfängern unter Verwendung der Rauschunterdrückungsschaltungen nach den Figuren 1b bis 1f als Beispiele für Empfängeranordnungen zur Nutzung des Übertragungsverfahrens.

[0070] Der in der Figur 1a blockschaltbildartig dargestellte Sender zeigt ein Beispiel der Erzeugung der Fallimpulse zur Übertragung eines in digitalisierter Form vorliegenden beispielsweise binären Signals über eine störungsbehaftete Übertragungsstrecke an einen in den Figuren 3a bis 3d dargestellten Empfänger, wobei die Übertragung bei vorgegebenen Anforderungen an Reichweite und Störsicherheit vorteilhaft mit einer relativ geringen Sendeleistung erfolgen kann. Bei einem batteriebetriebenen Sender wird dadurch die Batterieabstandsdauer erhöht, und vor allem die Umweltbelastung durch elektromagnetische Strahlung (EMV) - auch als Elektro-Smog bezeichnet - im Sinne der Human Exposure erniedrigt. Darüber hinaus weist der Sender aufgrund seiner relativ geringen Sendeleistung ein verringertes Störpotential gegenüber anderen Sendern - Empfangsgeräten (EMC - Electro-Magnetic-Compatibility) verglichen mit anderen Nachrichtenübertragungssystemen auf.

[0071] Die kreisförmig umrandeten Bezugszeichen enthalten hierbei - wie auch in den folgenden Figuren verwendet - jeweils Verweise auf die Darstellung des zugehörigen Signalverlaufs in den entsprechenden Figuren.

[0072] So zeigt die Figur 2a den Signalverlauf des binären Eingangssignals, die vorstehend erwähnte Übertragung mit einer relativ geringen Sendeleistung wird in dem dargestellten erfindungsgemäßen Übertragungssystem dadurch ermöglicht, daß sendeseitig Fallimpulse erzeugt werden, die empfängersseitig - wie noch detailliert beschrieben werden wird - durch Dispersionsfilter zeitlich komprimiert werden, was zu einer entsprechenden Amplitudenüberhöhung führt und durch zusätzliche korrelative Signalverarbeitung im analogen Bereich des Empfängers eine weitgehende Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses erlaubt und durch diese Eigenschaften zum Beispiel eine Reduktion der Sendeleistung oder alternativ eine Erhöhung der Reichweite ermöglicht.

[0073] Zur Erzeugung der Fallimpulse weist der Sender zunächst einen Impulsgenerator 1 auf, der - wie in Figur 2a dargestellt - eine kontinuierliche Folge von äquidistanten Rechteckimpulsen erzeugt. Die von dem Impulsgenerator 1 erzeugte Impulsfolge dient hierbei jedoch lediglich der Erzeugung von Fallimpulsen und beinhaltet zunächst keine Informationen. Nachfolgend wird die von dem Impulsgenerator 1 erzeugte Rechteckimpulsfolge dem Impulsformer 2 zugeführt, der die Aufgabe hat, die einzelnen Rechteckimpulse jeweils in sehr kurze Stoßimpulse (Quasi-Dirac-Impulse) zu wandeln. Der Impulsformer 2 bildet die als mathematische Idealvorstellung nicht erreichbaren Dirac-Impulse hierbei durch kurze Nadelimpulse nach, wie in Figur 2b dargestellt.

[0074] Die auf diese Weise erzeugte Folge von Nadelimpulsen wird anschließend einem Tiefpaßfilter 3 zugeführt, dessen Filterkennlinie kurz vor der Grenzfrequenz eine Überhöhung aufweist und die die nadelförmigen Impulse in Fallimpulse (δ -Impulse) transformiert, wie dies detailliert in Figur 2c dargestellt ist.

[0075] Nachfolgend wird diese Impulsfolge mittels eines Amplitudenmodulators (Multiplikators) 4 auf eine von dem Oszillator 5 erzeugte hochfrequente Trägergewichtung mit der konstanten Trägerfrequenz f_c aufmoduliert, um eine drahtlose Übertragung zu ermöglichen. Am Ausgang des Amplitudenmodulators 4 erscheint somit eine Folge von äquidistanten Trägerfrequenzimpulsen mit jeweils δ -förmiger Hüllkurve, wie in Figur 2d dargestellt. Wichtig ist diesem Zusammenhang, daß die am Ausgang des Amplitudenmodulators 4 erscheinende Impulsfolge unabhängig von dem in Figur 2f wiedergegebenen digitalen Eingangssignal ist und somit keine Information trägt.

[0076] Die auf eine Trägerfrequenz aufmodulierte Impulsfolge wird anschließend zwei parallel geschalteten Dispersionsfiltern 6, 7 zugeführt, die jeweils ein vorgegebenes frequenzabhängiges differentielles Laufzeitverhalten (Gruppenlaufzeitverhalten) aufweisen und - wie in den Figuren 2a und 21 dargestellt - winkelmodulierte Impulse erzeugen.

[0077] Die in den Figuren 2a bis 2n dargestellten Kurvenverläufe sind vor allem in der Zeitachse absichtlich nicht maßstabsgerecht gezeichnet, um den jeweiligen Kurvenverlauf und seinen Inhalt besser zu verdeutlichen. In Wirklichkeit sind die komprimierten Signale sehr viel schmäler und die Chirpsignaltanteile sehr viel dichter auf der Zeitachse angeordnet.

[0078] Das Dispersionsfilter 6 weist hierbei eine mit der Frequenz zunehmende Gruppenlaufzeit auf und erzeugt somit - wie in Fig. 21 dargestellt - winkelmodulierte Impulse mit einer wachsenden Impulsdauer zunehmenden Frequenz. Die Frequenz am Ausgang des Dispersionsfilters 6 nimmt also zu Beginn des Impulses kontinuierlich und monoton von einem unterhalb der Trägerfrequenz f_T liegenden Wert $f_T - \Delta f/2$ auf einen oberhalb der Trägerfrequenz f_T liegenden Wert $f_T + \Delta f/2$ zu.

[0079] Die Gruppenlaufzeitcharakteristik des Dispersionsfilters 7 weist dagegen eine mit der Frequenz abnehmende Laufzeit auf, so daß am Ausgang des Dispersionsfilters 7 winkelmodulierte Impulse - wie in Fig. 2a dargestellt - mit einer während der Impulsdauer abnehmenden Frequenz erscheinen.

[0080] Die Ausgangssignale der beiden Dispersionsfilter 6, 7 werden anschließend zur Erzeugung der Faltimpulse einem Addierer 8 sowie einem Subtrahierer 9 zugeführt, so daß zwei unterschiedliche Faltimpulse zur Informationsübertragung zur Verfügung stehen. Die Auswahl des zu übertragenden Faltimpulses erfolgt hierbei in Abhängigkeit vom jeweiligen Wert des in Fig. 21 wiedergegebenen binären Eingangssignals, das zur Bereitstellung definierter Signalepegel zunächst einem Bitskintimator 10 zugeführt wird und anschließend das Schaltelement 11 ansteuert.

Bei einem HIGH-Pegel des Eingangssignals wird das von dem Addierer 8 erzeugte Summensignal ausgewählt, wohingegen ein LOW-Pegel des Eingangssignals zu einer Auswahl des Differenzsignals der beiden winkelmodulierten Impulse führt. Am Ausgang des Analogschalters 11 erscheint also, wie in Fig. 21 dargestellt, eine äquidistante Folge von unterschiedlichen Faltimpulsen entsprechend dem jeweiligen Wert des informationstragenden Eingangssignals.

[0081] Das am Ausgang des Analogschalters 11 erscheinende Signal wird anschließend von einem Bandpaßfilter 12 gefiltert, das auf die Trägerfrequenz f_T des Oszillators 5 und auf die Bandbreite Δf der Faltimpuls-Komponenten abgestimmt ist und somit außerhalb des Übertragungsbandes liegende Störsignale ausfiltert. Das auf diese Weise gewonnene Signal wird dann, wie üblich, von einem Sendeverstärker 13 verstärkt und über die Sendeantenne 14 abgestrahlt.

[0082] Die Figuren 1b bis 1f zeigen unterschiedliche Rauschunterdrückungsmodulare für den Empfänger. Grundsätzlich können solche Rauschunterdrückungsmodulare im analogen Teil eines Empfängers am Eingang des Empfängers hinter einem bandbegrenzenden Eingangsfilter, das hier nicht dargestellt ist, platziert werden, oder sie könnten im ZF-Teil eines Empfängers untergebracht werden. Alle Rauschunterdrückungsmodulare von Fig. 1b bis 1f sind prinzipieller Natur und dienen zur Unterdrückung des Rauschens innerhalb von Faltimpulsen. Sie stellen also nur Funktionen dar und müssen durch entsprechende Schaltungen im HF- oder NF-Teil der Empfänger verwirklicht werden.

[0083] Fig. 1b zeigt eine Additionsstufe. Der empfangene Faltimpuls 21 wird über ein Koppellement parallel zwei Dispersionsfiltern 15 und 16 zugeführt. Das frequenzabhängige differentielle Laufzeitverhalten dieser Filter ist hierbei revers zueinander, wobei das positiv wirkende Dispersionsfilter eine differentielle Laufzeitcharakteristik aufweist, die eine parabolische Kennlinie zwischen der Frequenz und der differentiellen frequenzabhängigen Verzögerung aufweist. Hierzu sei die zugehörige Parabel von 15 nach oben offen. Das Dispersionsfilter 16 hat hierzu eine reverse Charakteristik, das heißt, ihr differentielles frequenzabhängiges Laufzeitverhalten stellt eine nach unten offene Parabel dar. Man kann diese Kennlinien auch durch die Gruppenlaufzeit kennzeichnen, wobei komplementäre Gruppenlaufzeitkennlinien im Zeit- und Frequenzverhalten einmal einen positiven bzw. negativen (steigenden oder fallenden) Verlauf der Kennlinien aufweisen.

[0084] Die Pfeile in den Blockschaltungssymbolen 15 und 16, die in unterschiedliche Richtungen weisen, sollen den unterschiedlichen Charakter der Dispersionsfilter allgemein kennzeichnen, wobei die positive Pfeilrichtung hier ein sogenanntes "positives Dispersionsfilter" und der in negative Richtung zeigende Pfeil ein "negatives Dispersionsfilter" im Sinne der Beschreibungen darstellen soll.

[0085] Wie in der Beschreibung dargestellt, sind auch andere differentielle Laufzeitkennlinien möglich und auch erforderlich, wenn sondersartig Chirpsignalkomponenten anderer Winkelmodulationscharakteristik als Trägersubstrat aufmoduliert werden.

[0086] An den Ausgängen der beiden Dispersionsfilter 15 und 16 erscheint jeweils ein kombiniertes Signal, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und überlagert hierzu aus einem zeitlich expandierten Impuls besteht. Die beiden Ausgangssignale 2k und 21 stellen zeitlich gleichzeitig verlaufende zur Mittellage des komprimierten Impulses symmetrische Signalverläufe dar. Die Ausgangssignale der Dispersionsfilter werden über eine Addierstufe 17 additiv überlagert. Das am Ausgang der Summierstufe erscheinende Signal zeigt einen reduzierten Rauschenanteil im Verhältnis zum Signal, weil bei dem Signal die kohärenten Amplituden addiert werden und beim Rauschen die in der Phasenlage und Amplitude statistisch auftretenden Werte nur bezüglich ihrer Leistung

addiert werden. Das Ausgangssignal 2m weist also eine Signal/Rauschverbesserung auf.

[0087] Vorteilhaft ist es, durch einen Multiplexer am Eingang der Rauschunterdrückungsmodulare den Signalweg auf zwei parallele Schaltungen nach Fig. 1b aufzuteilen, der im Takt der Faltimpulsfolge (synchronisierbarer Betrieb) die einzelnen Faltimpulse wechselnd einmal auf eines der Module und im Folgetakt auf das andere Modul schaltet. Durch die soherausgezeichnete Spaltung werden die Rauschantelle auf die Dauer des Faltimpulses beschränkt und hierdurch wird der somit erzeugte überlagerte "Rauschimpuls" ebenfalls durch die dispersiven Filter gedehnt, was zu einer Reduzierung der Rauschantelle beiträgt.

[0088] Für Fig. 1c gilt dieselbe Beschreibung wie für Fig. 1b, wobei auch hier zwei parallel ineinander geschaltete Dispersionsfilter 15 und 16 das Faltsignal jeweils in einen komprimierten und expandierten Anteil voneinander und diese beiden Signale über eine Differenzstufe subtrahiert werden. Da Addition und Subtraktion zueinander komplementäre Vorgänge darstellen, ist die Signal/Rauschverbesserung die gleiche wie für die Summation. Im übrigen gilt das gleiche wie das für Fig. 1b Gesagte.

[0089] Da nach Fig. 1a jedoch Summen- und Differenzsignale 2h und 2g generiert wurden, können hier die Summensignale nach Fig. 1b und die Differenzstufe nach Fig. 1c die Summen- und Differenzsignale dazumischen. Demzufolge kann man auch die Summenstufe 17 und die Differenzstufe 18 parallel schalten. Dann ist nur ein Dispersionsfilterpaar 15 und 16 erforderlich. Vorteilhaftweise geschieht dies auf einem einzigen SAW-Filter-Substrat. Die aus der Summen- und Differenzbildung hervorgehenden Signale 2m und 2n, die ein reduziertes Rauschen aufweisen, müssen dann im Empfängerzug entweder weiteren Verstärkern oder der Demodulation zugeführt werden.

[0090] Fig. 1d zeigt eine multiplikative Rauschreduktionsstufe für Faltimpulse und stellt ebenfalls ein Modul dar, das innerhalb eines Verstärkerzuges verwendet werden kann. Das Faltsignal 2j wird hierbei auch zwei revers zueinander wirkenden Dispersionsfiltern 15 und 16 zugeführt, an deren jeweiligem Ausgang die kombinierten Signale 2k und 21 entstehen, in deren Mitte sich jeweils ein komprimierter Impuls befindet, wohingegen die expandierten Komponenten zueinander revers sind. Das Produkt dieser Multiplikation besteht aus einer Mischung der trägerfrequenten Signale 2k und 21, die zur doppelten Trägerfrequenz führt. Da die Signale 2k und 21 in der Zeit- und Frequenzachse spiegelsymmetrisch gleich sind, werden die Signalamplituden, besonders deren komprimierter Anteil, quadriert. Da die Frequenzlage und die Frequenzanteile dieser miteinander multiplizierten Signale gleich sind, entstehen bei der Multiplikation die Summen und Differenzen der Frequenzen der miteinander multiplizierten kombinierten Signale. Die Spektralen werden einmal zur doppelten Frequenz verschoben und zum anderen findet eine direkte phasentastere kohärente Demodulation statt. Der Ausgang 2o zeigt also ein kombiniertes Signal mit doppelter Frequenzlage, gleichzeitig aber kann man einen Tiefpaß dem Ausgang nachschalten und erhält so direkt das demodulierte niederfrequente Signal. Diese Stufe, die man mit gewisser Berechtigung als autokorrektive Rauschunterdrückungsschaltung bezeichnen kann, quadriert also die zeitlich zusammenfallenden Signale und unterdrückt das nicht-korrelierte Rauschen ähnlich wie bei der Autokorrektur periodischer oder quasi-periodischer Signale. Demnach führt dieses Modul nach Fig. 1d vorteilhaftweise gleichzeitig drei analoge Prozesse durch, ohne daß ein synchronisierter Betrieb erforderlich wäre:

1. Wird das Faltsignal mit seinen revers zueinander symmetrisch liegenden Chirp-Signalkomponenten durch die zueinander revers wirkenden Dispersionsfilter gleich zweimal komprimiert (Erhöhung der Signalamplitude).

2. Wird durch autokorrektive Multiplikation der kohärenten Signale das Signal gegenüber dem Rauschen hervorgehoben (korrelative Rauschunterdrückung).

3. Entsteht durch die Multiplikation ein kombiniertes Signal doppelter Frequenzlage im Vergleich zur ursprünglichen Trägerfrequenz und gleichzeitig das niederfrequente demodulierte Signal. (Produkt Demodulation). Von Verstärkern und Bandfiltern abgesehen, bewirkt also die Schaltung nach Fig. 1d neben der automatischen Rauschunterdrückung und der automatischen Signalüberhöhung noch eine automatische Demodulation und repräsentiert damit sehr wichtige Funktionen eines Empfängers.

[0091] Fig. 1e stellt wiederum ein Rauschunterdrückungsmodul anderer Art dar, das aber auch durch hervorgerufene Rauschunterdrückungseigenschaften gekennzeichnet ist. Speziell für das Faltsignal 2j am Eingang dieser Rauschunterdrückungsstufe ist diese Art von Rauschunterdrückung für synchronisierbare Detektoranordnungen sehr gut geeignet. Sie ist ebenfalls gekennzeichnet durch eine Aufspaltung des Signals über eine Gabel in zwei Signalezweige, deren oberer in der Figur eine Reihenschaltung eines positiven Dispersionsfilters 20, eines analogen Schalters 22 und eines negativen Dispersionsfilters 24 aufweist.

[0092] In dem in der Figur dargestellten unteren Zweig ist eine gleiche Reihenschaltung aus einem negativen Dispersionsfilter 21, einem Analogschalter 23 und einem positiven Dispersionsfilter 25 dargestellt. Beide Zweige werden über eine Differenzstufe 26 einem Ausgang zugeführt. Die Schaltung ist am besten verstanden, wenn man sich die in der Mitte gelegenen Schalter 22 und 23 als zunächst geschlossen vorstellt. Bei dieser Konfiguration darf am Ausgang der Schaltung, also hinter der Differenzstufe 26, kein Signal erscheinen, weil die in den beiden Zweigen jeweils revers

zueinander wirkenden Dispersionsfilter 20 und 24 beziehungsweise 21 und 25 wegen ihrer zueinander gegenüberliegenden Charakteristik die frequenzabhängigen Verschiebungen, die das jeweils erste Filter bewirkt, im zweiten wieder aufheben werden. Demzufolge müssen Signal- und Rauschantelle, die auf die Verzweigung gegeben werden, bei geschlossenem Schalter am Ausgang der beiden Zweige nach 24 und 25 durch die Differenzstufe 28 sich aufheben, so daß am Ausgang weder Rauschen noch Signal erscheinen kann.

[0093] Da aber am Ausgang der beiden revers zueinander wirkenden Dispersionsfilter 20 und 21 genau wie in den vorher beschriebenen Anordnungen, zum Beispiel nach Figur 1 d, epi-gelsymmetrische koinzidente kombinierte Signale erzeugt werden, die jeweils aus einer komprimierten und einer expandierten Komponente bestehen, kann der Schalter durch ein Schaltsignal über den Eingang 27 so betätigt werden, daß er zum Beispiel während der kurzen Zeit der mittleren Dauer δ des komprimierten Signales dieses durch Unterbrechung des Signalweges in beiden Zweigen quasi herauschneidet und so dem kombinierten Signal in beiden Zweigen die jeweils komprimierte Komponente entnimmt, d. h. daß die Signale in beiden Zweigen ungleich werden und jeweils nur aus ihren expandierten Komponenten zumindest annäherungsweise bestehen. Da aber die Falsignale aufgrund ihrer zueinander reversen Chip-signal-komponenten hinter dem ersten Paar der parallel geschalteten Dispersionsfilter 20 und 21 zueinander revers zur-doppelt-Dauer expandierte Chip-Signale erzeugen, werden durch den Schalter diese gedehnten Komponenten ver-gleichsweise kurzzeitig in deren zeitlicher Mitte unterbrochen, so daß am Ausgang der Schalter 22 und 23 auch jeweils zueinander reverse gedehnte Komponenten übrig bleiben, in deren Mitte ein vergleichsweise kurzes Stück durch die Unterbrechung ausgeschnitten wurde.

[0094] Da für diese gedehnten Anteile in beiden Zweigen die zeitliche Position der Frequenzanteile bestehen bleibt, werden diese beiden expandierten Signale in beiden Zweigen durch das zweite Dispersionsfilterpaar 24 und 25 wieder in die ursprüngliche Länge komprimiert. Demnach hebt das Dispersionsfilter 24 die Expansion, die durch das Dispersionsfilter 20 im oberen Zweig bewirkt wurde, auf. Gleiches geschieht durch das Dispersionsfilter 25 für die Verschiebung durch das Filter 21 im unteren Zweig.

[0095] Da die mittlere Dauer des komprimierten Impulses δ je nach Kompressionsfaktor γ sehr viel kleiner ist als die doppelte Dauer des ursprünglichen Fallimpulses Δt , ist der Fehler, der beim Ausschneiden des komprimierten Impulses für die jeweils expandierten Signale entsteht, relativ klein.

[0096] Am Ausgang der Dispersionsfilter 24 und 25 liegen also jetzt nach der Ausschneldtechnik zwei jeweils zu-einander-reverse Chipimpulse vor, die bei der Differenzbildung wegen der gegenüberliegenden Frequenzen nicht sich aufheben können, einfach weil es ungleiches Signale sind.

[0097] Diese Rauschreduktions-einheit nach Figur 1 a ist in mehrfacher Hinsicht theoretisch und praktisch interessant, weil sich einfach nachweisen läßt, daß bei immer größer werdendem Verhältnis $\Delta t/\delta$ der Fehler, der durch die Ausschneldtechnik begangen wird, immer kleiner wird oder, was das gleiche besagt, die Rauschreduktion immer besser wird.

[0098] Für das Rauschen gilt also prinzipiell das gleiche wie für das Signal. In beiden Zweigen wird das Rauschen, das durch das Dispersionsfilter 20 entsprechend seiner spektralen Verteilung verschoben wird, durch das Dispersionsfilter 24, das revers zu 20 wirkt, bis auf den prozentual kleinen Mittelteil, der durch die Schalter unterbrochen wurde, re-kombiniert. Gleiches gilt im unteren Zweig nach Figur 1 e. Demnach wird das Rauschen in beiden Zweigen bis auf den ausgeschnittenen Anteil, der energetisch klein ist, im oberen und unteren Zweig gleich sein und sich durch die Differenzstufe 28 herausheben. Das heißt also, je nach Kompressionsfaktor γ erreicht am Ausgang dieser Rausch-unterdrückungsschaltung nach Figur 1 e wieder ein Fallimpuls, dem in der Mitte wenige Schwingungsanteile fehlen und dessen Rauschantelle durch die Differenzbildung weitgehend unterdrückt werden.

[0099] Die sohermaßen im S/N-Verhältnis verbesserten Falsignale können dann weitergegeben werden und zu-sätzlich zum Beispiel durch eine Schaltung nach Figur 1 d nochmals autokorrektiv bearbeitet werden, wobei weitere Rauschantelle eliminiert werden.

[0100] Hier zeigt sich ein Vorteil dieser Rauschunterdrückungsmodul. Da die auf physikalisch unterschiedlichen Effekten bezügliche der Elimination der Rauschantelle beruhen, lassen sie sich unabhängig voneinander auch kombi-nieren. Ähnliche Ergebnisse lassen sich auch erzeugen, wenn man das kombinierte Signal bei der Ausschneldtechnik nicht für die Dauer des komprimierten Impulses unterbricht, sondern umgekehrt, nur für diese Dauer δ die Schalter schließt, also den komprimierten Impuls selektiert, der dann durch die Dispersionsfilter wieder in beiden Zweigen zur ursprünglichen Länge expandiert wird. Hierbei bleibt der nur kurzzeitige Rauschanteil, der auf δ entfällt, zwar erhalten, aber er wird durch die Dispersionsfilter wieder auf die ursprüngliche Dauer expandiert; sein Energieanteil ist jedoch sehr viel kleiner als ursprünglich für die Zeit Δt .

[0101] Figur 1 f zeigt eine weitere Anwendung der Schaltung nach Figur 1 e. Hier sind lediglich die Schalter 22 und 23 in den Längszweigen durch Multipkatoren 28 und 29 ersetzt. Die Schalter und Multipkatoren ähnliche Wirkung erzielen können, ist es in der Schaltung nach 1 f besonders vorteilhaft, das Ausschneiden nach Schaltung Figur 1 e durch ein multiplikatives Unterdrücken nach Figur 1 f zu ersetzen, weil dieses nach der Optimalfiltertheorie die geringste Verzerrung des gedehnten Impulses ermöglicht.

[0102] Da ihre prinzipielle Wirkungsweise die gleiche ist wie die der Figur 1 e, wird auf eine ausführliche Beschreibung

verzichtet. Wichtig jedoch ist, daß die eynchronisierten Multiplikationsimpulse, die auf der Leitung 39 den beiden Mul-tipkatoren parallel zugeführt werden, praktische Signale der Amplitude 1 sind, die synchron gesteuert in der zeitlichen Mitte der Fallimpulse der kombinierten Signale am Eingang der Multiplikatoren gemäß dem Verlauf einer Spaltfunktion (el-Funktion) zu Null geschaltet werden, d. h. daß eine Unterbrechung der normierten Hüllkurve des komplizierten Signalanteiles des kombinierten Signales während der Zeit δ darstellen. Hierdurch unterdrücken alle multiplikativ eben diesen komprimierten Anteil. Die Unterdrückungssignale also stellen nicht anders dar als eine invertierte el-Funktion, die zu Null geklemmt ist. Allerdings setzt diese Schaltung einen eynchronen Betrieb voraus, der aber durchaus zur Demodulation einer Pulsfolge üblich ist.

[0103] Von Figur 1b bis 1f wurden Rauschunterdrückungskomponenten beschrieben und dargestellt, die grundsätz-lich unabhängig voneinander eingesetzt werden können, weil alle auf unterschiedlichen physikalischen Wirkungen auf das kombinierte Signal getrimmt sind.

[0104] Figur 3a zeigt eine solche Kombination der Rauschunterdrückungsmodul nach Figur 1e und Figur 1d. Das von der Antenne 30 kommende trägerfrequente Falsignal kann durch einen Vorverstärker 31 verstärkt und über einen Bandpaßfilter 32 zum außerhalb der Empfangsbandbreite liegenden Störern befreit werden. Das hochfrequente Fal-signal 21 wird dann in dem Rauschunterdrückungsmodul 33, das identisch bei der Figur 1e beschrieben wurde, in seinem Signal/Rauschverhältnis quasi passiv verbessert und darauf folgend durch die korrelative Stufe, wie sie in Figur 1d beschrieben wurde, von weiteren Rauschantellen befreit und gleichzeitig durch multiplikative Demodulation 36 in das NF-Signal zurückverwandelt werden. Die nachfolgenden Schaltungsbestandteile entsprechen dem Stand der Technik. Danach kann zum Beispiel in 37 ein Tiepaß zur Filterung des niederfrequenten Signales vorgesehen werden, ferner kann über eine Schwelle das Signal diskriminiert und in seiner Pulsflänge gefolmt werden. Ferner sollen sich in 38 Synchronisationsstufen befinden, die die Schaltungspulse für die Schalter 22 und 23 bereit generieren, daß ihre zeitliche Position genau in der Mitte der kombinierten Signale bezogen auf den Ausgang des Dispersionsfilters 20 beziehungsweise 21 zu liegen kommt. Die Dauer des Schaltimpulses kann vorteilhafterweise etwas kleiner sein als die mittlere Pulsdauer δ des komprimierten Signales.

[0105] Die Beschreibung der Figur 3b ist funktionell identisch mit der Beschreibung für Figur 3a, sieht aber statt der Schalter 22 und 23 vier Multiplikatoren 28 und 29 vor, wobei über die Leitung 39 den Multiplikatoren, wie bei der Schaltung nach Figur 1f beschrieben, invertierte und zu Null geklemmte Spaltimpulse zugeführt werden. Die Form solcher Impulse kann je nach Störern optimiert werden.

[0106] Figur 3c zeigt ebenfalls eine Empfangsschaltung in der zwei der Rauschunterdrückungsmodul nach Figur 1b und nach Figur 1d verwendet werden. Die Schaltung funktioniert wie folgt: Das trägerfrequente Signal an der Antenne 30 wird über einen Vorverstärker 31 und einen nachfolgenden Bandpaß für die Trägerfrequenzbandbreite geleitet. Am Ausgang dieses Bandpasses wird das Falsignal verzweigt und wie bekannt über die zwei parallel geschalteten, revers zueinander wirkenden Dispersionsfilter 41, 42 geführt. Die Ausgänge der beiden Dispersionsfilter werden einmal auf eine Summierstufe 43 und parallel hierzu auf eine Multiplikationsstufe 46 geleitet, wobei die Additionstufe 43 or-wie für Figur 1b und die Multiplikationsstufe 46 wie für Figur 1d beschrieben. Am Ausgang der Summierstufe 43 or-schickt also ein Signal, dessen S/N-Verhältnis durch additive Korrelation verbessert ist.

[0107] Das Signal liegt im trägerfrequenten Bereich und wird auf die Quadraturstufe, die aus einem Multiplikator 44 besteht, gegeben, um an dessen Ausgang ein Signal zu erhalten, das in einem Trägerfrequenzbereich liegt, dessen Mittelfrequenz der doppelten Trägerfrequenz des ursprünglichen Falsignales entspricht.

[0108] Gleichzeitig entsteht am Ausgang der Quadraturstufe nicht nur ein Signal mit doppelter Trägerfrequenz, son-derm auch das niederfrequente Signal durch die quadratische Mischung. Der Ausgang des Multiplikators 46, der als autokorrektiver Multiplikator wirkt, enthält ebenfalls das trägerfrequente Signal mit doppelter Trägerfrequenz und gleichfalls das N/F-Signal. Multipliziert man diese beiden Ausgänge, den Ausgang des Multiplikators 46 mit dem Aus-gang der Quadraturstufe 44 wiederum miteinander über die Multiplikationsstufe 45, werden die koinzidenten Signale im HF- und NF-Bereich wiederum korrelierend, also rauschunterdrückend multipliziert, da der Ausgang des Multi-plikators 46 auch das quadrierte NF-Signal enthält, kann über einen Tiepaß 47 und eine Pulformierung 48 das ur-sprüngliche niederfrequente Signal, als zum Beispiel binäre Pulsfolge oder auch als PPM-Folge, je nach verwendeter Grundmodulationsart entnommen werden.

[0109] Figur 3d stellt eine Erweiterung der in Figur 3c verwendeten Prinzipien insofern dar, als hier die oben be-schriebene Schaltung nach Figur 3c noch um eine differenzbildende Stufe 52 mit nachfolgender Quadraturstufe 54 und Multiplikator 56, Tiepaß 58 und Pulsaformierung 60 analog zu Figur 3c erweitert wurde. In Figur 3d also wird nicht nur die Summe der kombinierten Signale aus den Dispersionsfiltern 49 und 50 über die Summenstufe 51 genommen, sondern parallel hierzu die Differenz der kombinierten Signale über die Differenzstufe 52 und beide Signale, das aus der Summier- und das aus der Differenzstufe stammende, werden mehrfach multiplikativ analog zu den nach Figur 3c dargestellten Prinzipien demoduliert. Insofern stellt die Schaltung nach Figur 3d eine Möglichkeit dar, die Summen- und Differenzsignale, wie sie nach Figur 1a im Sender erzeugt wurden, im Empfänger nach Figur 1a getrennt zu de-modulieren.

[0110] Um das Verständnis für die hier dargestellten vielfachen Möglichkeiten nochmals zu vertiefen, um eine klare

Regel zum technischen Handeln zu geben und entsprechende Entscheidungen zu erleichtern, werden nachfolgend nochmals zusammenfassend die Grundgedanken und Möglichkeiten erläutert.

[0111] Die hier beispielhaft gemäß Figur 1a als Sender und Figur 3a, 3b, 3c und 3d als Empfänger dargestellten Blockschaltbilder sind aufgrund der generellen Aufgabenstellung nur prinzipieller Natur und zeigen Beispiele wie die unterschiedlichen Rauschunterdrückungsmodule gemäß Figur 1b, 1c, 1d, 1e und 1f als Bausteine zur Signalrauschverbesserung im Empfänger benutzt werden können und sie zeigen, wie bei der analogen Fallimpulsgruppenverarbeitung zwei parallel geschaltete zueinander inverse Dispersionsfilter mit anschließenden Summen-, Differenz-, Multiplizier- und Quadrierstufen für die spiegelsymmetrischen kombinierten Signale zur Rauschunterdrückung oder iterativen Rauschunterdrückung in verschiedensten Schaltungen zu mehr oder weniger aufwendigen Blöcken zusammengestellt werden können, wie sie je nach technischem Dafürhalten kombiniert werden mögen. Sie bilden also als Bausteine eine Fülle von Möglichkeiten, Rauschunterdrückungsschaltungen mit wenig Aufwand, also kostengünstig, oder mit mehr Aufwand, denn aber auch effizienter, zur SN-Verbesserung im analogen Teil eines Empfängers anwenden zu können. Mit den Rauschunterdrückungsmodulen nach Figur 1e oder Figur 1f mit in den Längszweigen befindlichen Schaltern oder Multiplikatoren, die beide auf der Zeilachse bei synchronisierbarem Betrieb erhalten, läßt sich je nach Kompressionsfaktor eine erhebliche Rauschunterdrückung erzielen. Auch diese Module lassen sich einzeln oder zusätzlich in solche Empfängerordnungen einbauen. Während aber die acoumatisch wirkenden Module nach Figur 1b, 1c und 1d sich für Asynchron- oder Synchronbetrieb verwenden lassen, lassen sich die Module nach Figur 1e und 1f nur für einen synchronisierbaren Betrieb applizieren.

[0112] Das verfahrens- und fertigungstechnisch interessante an allen Modulen ist, daß bei der Verwendung von SAW-Filtern sich auf einem Ultraschallsubstrat mehrere SAW-Filter als Multidispersionsfilter anordnen lassen, bei denen Summen- und Differenzstufen im Ultraschallbereich entwickelt und gefertigt werden können. Durch entsprechende Anschlüsse lassen sich universell verwendbare SAW-Filtermodule bilden, bei denen man - je nach Applikation und Kombination - Rauschunterdrückungsschaltungen mit Silicon-Chips zusammenschalten kann, auf denen sich zum Beispiel Multiplikatoren oder Schalter befinden. Es ist dann dem Fachmann anheim gestellt, entsprechende Verschaltungen mehr oder weniger aufwendig und effektiv vornehmen zu können.

[0113] Die Fallimpulse also bieten durch ihre speziellen mehrfreckorrelierbaren Eigenschaften durch symmetrische Systemstrategien recht preiswerte und effektive Möglichkeiten zur Entwicklung moderner Übertragungssysteme, die durch eine erhebliche Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses gekennzeichnet sind und die damit einen energieparsonden, sicheren Kommunikationsbetrieb zur Nachrichtenübertragung ermöglichen, und die außerdem dazu dienen können, die Human Exposure herabzusetzen.

[0114] Die Erfindung beschränkt sich in ihrer Ausföhrung nicht auf die vorstehend angegebenen bevorzugten Ausführungsbeispiele. Vielmehr ist eine Anzahl von Varianten denkbar, welche von der dargestellten Lösung auch bei grundsätzlich anders gearteten Ausführungen Gebrauch macht.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Übertragung oder Speicherung einer einem Signal aufgetragenen Nachricht von einem Sender (Fig. 1a) über eine Übertragungsstrecke zu einem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d), insbesondere für die mobile Kommunikation, bei dem ein Eingangssignal in dem Sender (Fig. 1a) einer Modulation unterworfen wird und über die Übertragungsstrecke zu dem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) gelangt, wobei im Falle der Speicherung nachfolgend an die Stelle des Senders eine Schreibeinheit und an die Stelle des Empfängers eine Leseinheit tritt, dadurch gekennzeichnet,

daß im Sender (Fig. 1a) winkelmulierte Impulse (Figur 2a, 2f), nämlich $e(t)$ -Impulse, deren Form durch die $e(t)$ -Funktion $e(t) = \sin(x)$ beschrieben wird, mit während der Impulsdauer zeitlich entgegengesetzt erfolgender Winkelmodulation erzeugt werden, die bevorzugt mittels eines ersten Übertragungselements (8, 9) jeweils paarweise zu einem Fallimpuls (Figur 2g, 2h) überlagert werden, wobei bevorzugt die zu dem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) übertragene Fallimpulse (Figur 2g, 2h) eine diesen nach einem Modulations- oder Codierungsverfahren aufgeprägte Information tragen,

daß bevorzugt die Fallimpulse (Figur 2g, 2h) im Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) durch zwei oder mehrere, paarweise parallel geschaltete Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) mit frequenzabhängiger Gruppenlaufzeitcharakteristik gefiltert werden, wobei die frequenzabhängige Gruppenlaufzeitcharakteristik der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) an die Winkelmodulation jeweils eines der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls (Figur 2g, 2h) bildenden Impulse (Figur 2a, 2f) derart angepaßt ist, daß am Ausgang der beiden Dispersionsfilter eines Paares (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) jeweils ein kombiniertes Signal (Figur 2k, 2l) entsteht, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und einem zeitlich expandierten Impuls mit entsprechend verringerter Amplitude besteht, und

daß die an den Ausgängen der beiden empfängersseitig vorgesehenen Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) ercheinenden kombinierten Signale (Figur 2k, 2l) mittels eines zweiten Übertragungselements (38, 43, 48, 51, 52, 61) zusammengeführt werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Fallimpulse (Figur 2g, 2h) sendersseitig von dem ersten Übertragungselement (8, 9) durch Addition oder Subtraktion von Paaren winkelmulierter Impulse (Figur 2a, 2f) mit zeitlich entgegengesetztem Verlauf erzeugt werden.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß bei einer zu übertragenden binären Impulsfolge die Fallimpulse (Figur 2g, 2h) sendersseitig jeweils in Abhängigkeit von dem binären Wert der aufzutragenden Nachricht entweder durch Addition oder durch Subtraktion zweier zeitlich entgegengesetzt winkelmulierter Impulse (Figur 2a, 2f) erzeugt werden.

4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgangssignale der beiden empfängersseitig vorgesehenen Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 48, 49, 50) von dem zweiten Übertragungselement (38, 43, 48, 51, 52, 61) addiert, abtrahiert oder multipliziert werden.

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Ausgangssignal des zweiten Übertragungselements (43, 51, 52) zur Rauschunterdrückung den beiden Eingängen eines Multiplizierers (44, 53, 54) zugeführt wird.

6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

daß das empfangene Signal in zwei parallele Zweige aufgeteilt und in beiden Zweigen durch jeweils zwei in Reihe geschaltete Dispersionsfilter (20, 24 bzw. 21, 25) gefiltert wird, wobei die in Reihe geschalteten Dispersionsfilter (20, 24 bzw. 21, 25) ein zueinander inverses frequenzabhängiges Laufzeitverhalten aufweisen,

daß der Signallauf in den beiden Zweigen mittels jeweils eines zwischen den beiden Dispersionsfiltern (20, 24 bzw. 21, 25) angeordneten steuerbaren Schaltlements (22, 23) oder einen Multiplizierer (28, 29) zu einem vorgegebenen Zeitpunkt in der Mitte jedes Impulses unterbrochen oder freigeschaltet wird,

daß die beiden Zweige ausgangseitig durch einen Subtrahierer (28) zusammengeführt werden.

7. Sender- und Empfänger-Anordnung zur Durchführung eines Verfahrens insbesondere nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

mit einem Sender (Fig. 1a) zur Aufnahme und Übertragung eines Informationstragenden Eingangssignals (Figur 2i) und einem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) zur Rückgewinnung des Eingangssignals (Figur 2i), dadurch gekennzeichnet,

daß der Sender (Fig. 1a) zur Erzeugung von mindestens zwei zeitlich entgegengesetzt winkelmulierten Impulsen (Figur 2a, 2f) mindestens zwei Impulsgeneratoren (1 bis 5 und 6 bzw. 7) aufweist, die ausgangseitig zur Erzeugung eines Fallimpulses (Figur 2g, 2h) aus jeweils zwei winkelmulierten Impulsen (Figur 2a, 2f) mit einem ersten Übertragungselement (8, 9) verbunden sind,

daß der Sender (Fig. 1a) zur Aufprägung der in dem Eingangssignal (Figur 2i) enthaltenen Information auf die Fallimpulse (Figur 2g, 2h) einen Modulator (11) aufweist,

daß der Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) zur Aufbereitung der empfangenen Fallimpulse (Figur 2g, 2h) zwei Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) mit frequenzabhängiger Laufzeitcharakteristik aufweist, wobei die frequenzabhängige Laufzeitcharakteristik der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) an die Winkelmodulation jeweils eines der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls (Figur 2g, 2h) bildenden Impulse (Figur 2a, 2f) derart angepaßt ist, daß am Ausgang der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) jeweils ein kombiniertes Signal (Figur 2k, 2l) entsteht, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und einem zeitlich expandierten Impuls mit entsprechend verringerter Amplitude besteht,

daß den beiden empfängersseitig vorgesehenen Dispersionsfiltern (34, 35, 41, 42, 43, 48, 49, 50) ein zweites Übertragungselement (38, 43, 48, 51, 52, 61) nachgeschaltet ist, welches die Ausgangssignale der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 48, 49, 50) zusammenführt.

8. Anordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden sendeneffizienten Impulsgeneratoren (1) bis (5) und 6 bzw. 7 zur Erzeugung der entgegengesetzt winkelmodulierten Impulse (Figur 2a) jeweils ein Dispersionsfilter (6, 7) mit frequenzabhängiger Laufzeitcharakteristik aufweisen, wobei das erste Dispersionsfilter (7) eine mit der Frequenz monoton abnehmende Laufzeit und das andere Dispersionsfilter (6) eine mit der Frequenz monoton zunehmende Laufzeit aufweist.

9. Anordnung nach Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß das sendersseitig zur Erzeugung der Fallimpulse (Figur 2g, 2h) vorgesehene erste Überlagerungselement (8, 9) ein Addierer (8) und/oder ein Subtrahierer (9) ist.

10. Anordnung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß das informationstragende Eingangssignal eine binäre Impulsfolge ist und der sendeseitig zur Aufprägung der in dem Eingangssignal (Figur 2f) enthaltenen Information vorgesehene Modulator ein durch das Eingangssignal steuerbares Schaltelement (11) ist, das zur Auswahl entweder der Summe oder der Differenz der beiden entgegengesetzt winkelmodulierten Impulse (Figur 2a, 2b) eingangsseitig mit dem Addierer (8) und dem Subtrahierer (9) verbunden ist.

11. Anordnung nach einem der Ansprüche 7 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß das empfangenseitig vorgesehene zweite Überlagerungselement ein Addierer (43, 51), ein Subtrahierer (52) oder ein Multiplizierer (38, 46, 61) ist.

12. Anordnung nach einem der Ansprüche 7 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß das empfängersseitig vorgesehene zweite Überlagerungselement (38, 43, 46, 51, 52, 61) zur Autokorrelation ausgangssseitig mit beiden Eingängen eines Multiplizierers (44, 53, 54) verbunden ist.

13. Anordnung nach einem der Ansprüche 7 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfänger (Fig. 3a) eine Rauschunterdrückungsschaltung (Fig. 1a, 3b) aufweist, die im wesentlichen aus zwei parallel geschalteten Zweigen besteht, die ausgehend mit den Eingängen eines Subtrahierers (26) verbunden sind und in denen jeweils ein Dispersionsfilter (20, 24 bzw. 21, 25) mit zunehmender Inversion frequenzabhängigen Laufzeitcharakteristiken in Reihe geschaltet sind, wobei in jedem der beiden Zweige zwischen den beiden Dispersionsfiltern (20, 24 bzw. 21, 25) zur Unterdrückung oder Durchschaltung des Signalfußes ein analoges Schalterelement (22, 23) angeordnet ist, das im Takt der Synchronisation den Signalfuß durch Schaltgarnituren (38) entfernt werden, von einer digitalen Synchronisationseinheit (38) entfernt werden.

14. Anordnung nach einem der Ansprüche 7 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfänger (Fig. 3b) eine Rauechunterdrückungsschaltung (Fig. 11, 40) aufweist, die im wesentlichen aus zwei parallel geschalteten Zweigen besteht, die ausgangsgesellig mit den Eingängen eines Subtrahierers (28) verbunden sind und in denen jeweils zwei Dispersionsfilter (20, 24 bzw. 21, 25) mit zueinander frequenzabhängigen Laufzeitcharakteristiken in Reihe geschaltet sind, wobei in jedem der beiden Zweige zwischen den beiden Dispersionsfiltern (20, 24 bzw. 21, 25) zur Unterdrückung oder Durchschaltung das Signalleitasein (28, 29) angeordnet ist, der eingangsgesellig mit dem vorgezeichneten Dispersionsfilter (20, 21) und einem analogen Signalgenerator (38a) verbunden ist, der angesteuert wird durch die digitale Synchronisationseinheit 38 und im Takt der Synchronisation zur Multiplikation Signale erzeugt, die einen von einem Rechtecksignal abweichenden Kurvenverlauf aufweisen, der geeignet ist, Teile des Signalverlaufs multiplikativ zu unterdrücken oder freizuschalten.

15. Anordnung nach einem der Ansprüche 7 bis 14, dadurch gekennzeichnet, daß zur Rauschunterdrückung im Empfänger (Fig. 3b, 3c, 3d) eine Rauschunterdrückungsschaltung (Fig. 1b, 1c, 1d) vorgesehen ist, die zur Aufteilung des empfangenen Signalfusses zwei parallel geschaltete Zweige aufweist, in denen jeweils ein Dispersionsfilter (15, 16) mit einer frequenzabhängigen Laufzeitcharakteristik angeordnet ist, wobei das Dispersionsfilter (15, 16) mit der Frequenz monoton abnehmende Laufzeit und das andere Dispersionsfilter (16) mit der Frequenz monoton zunehmende Laufzeit aufweist und die beiden Dispersionsfilter (15, 16) ausgangsgesamt mit den Eingängen eines Addierers (17) oder eines Subtrahlers (18) oder eines Multiplizierers (19) verbunden sind.

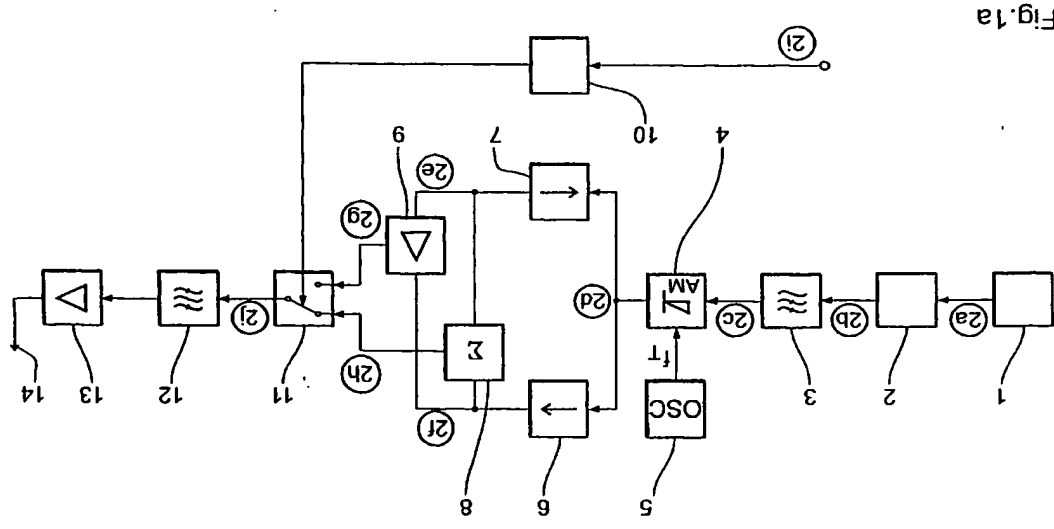
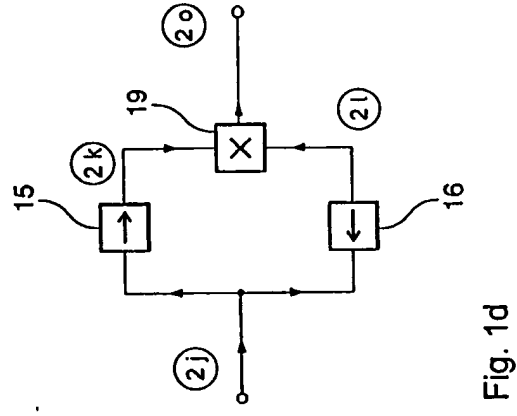
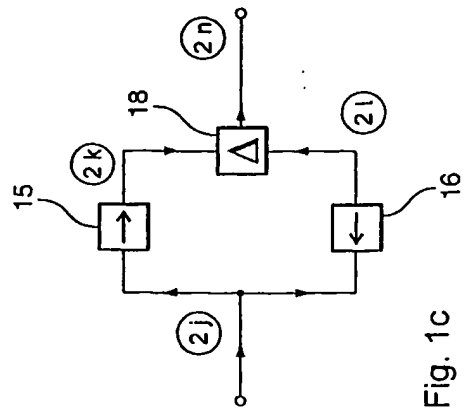
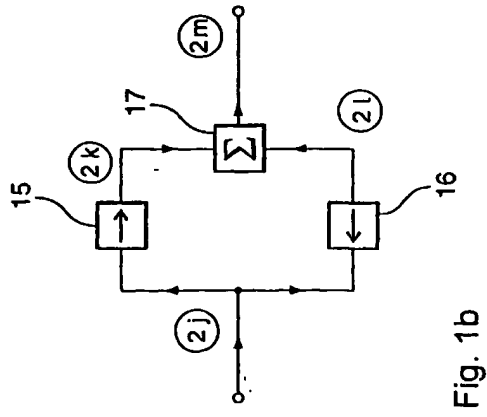


Fig. 1a



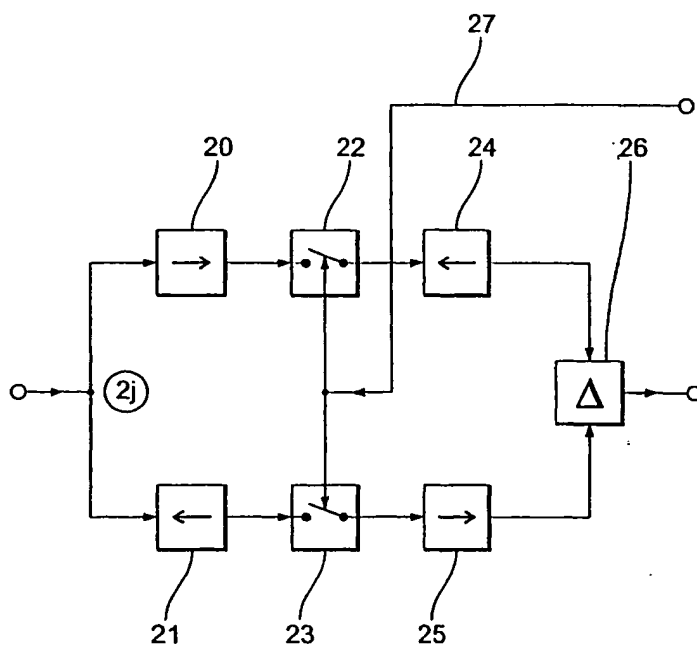


Fig. 1e

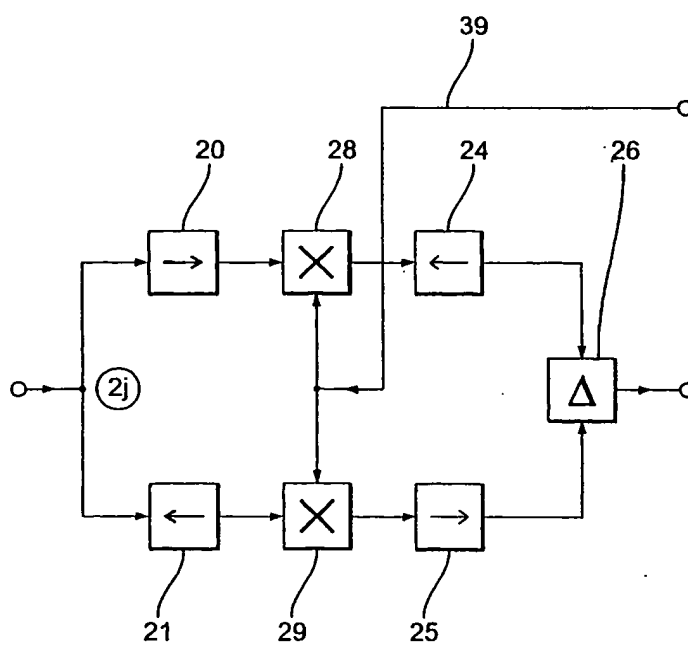
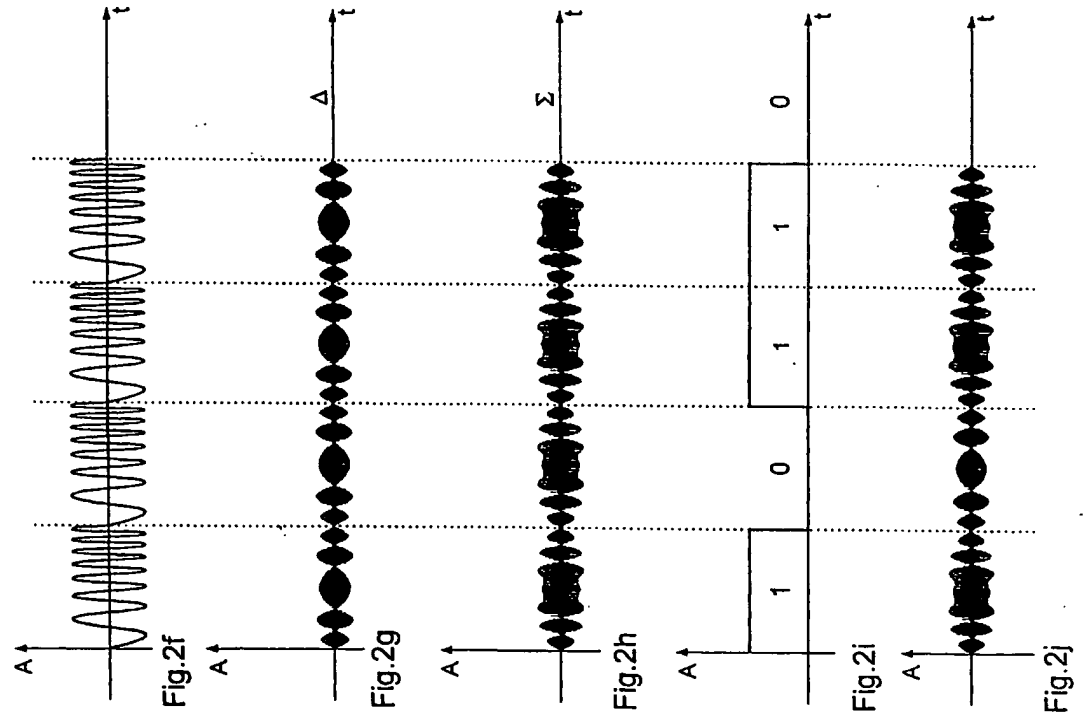
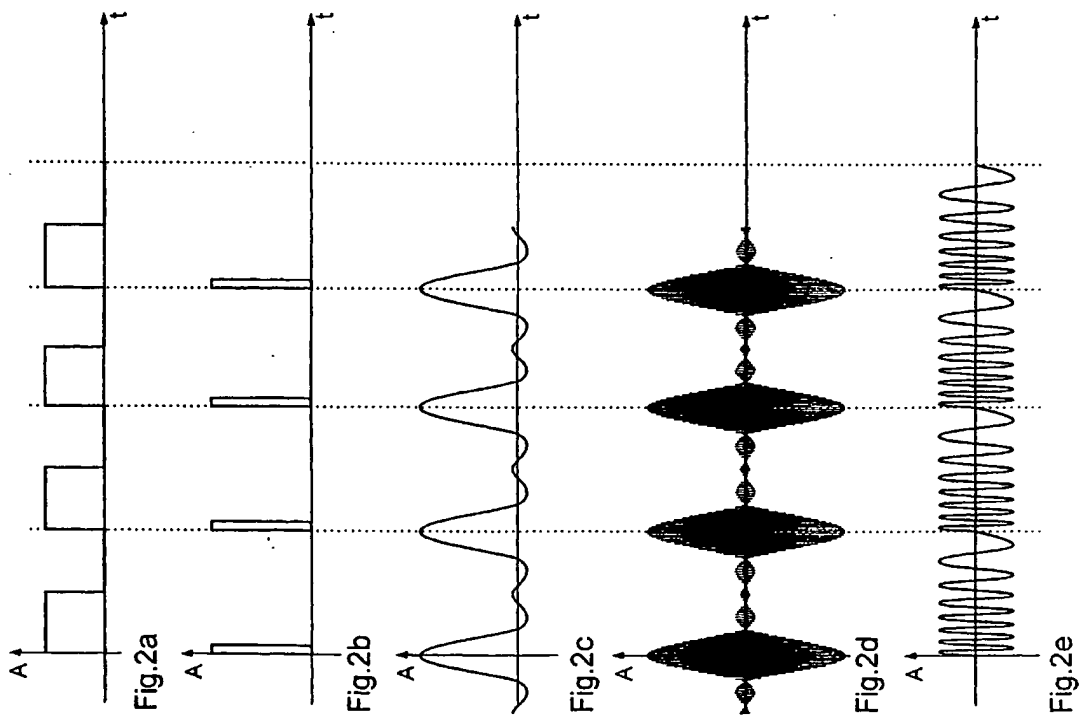


Fig. 1f



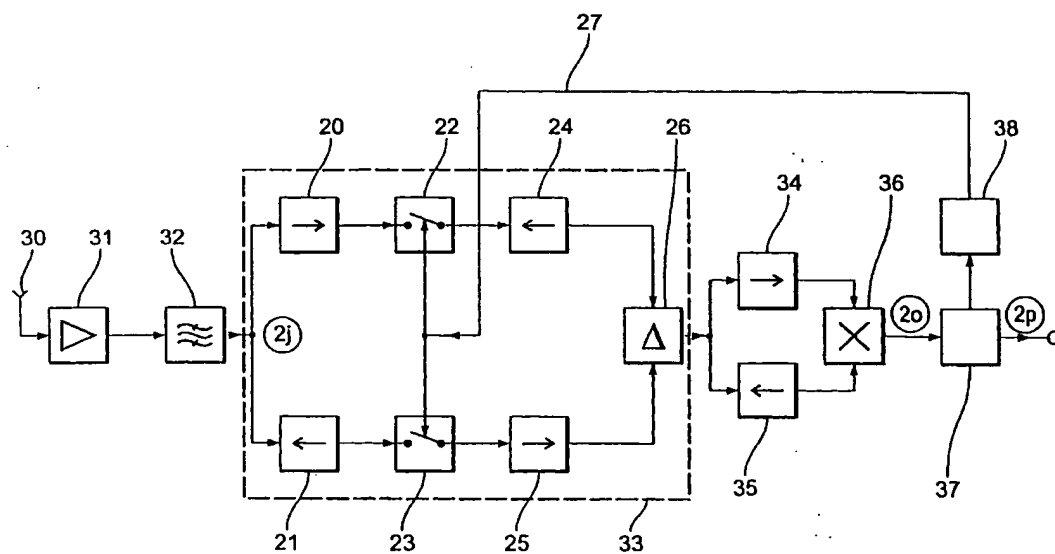
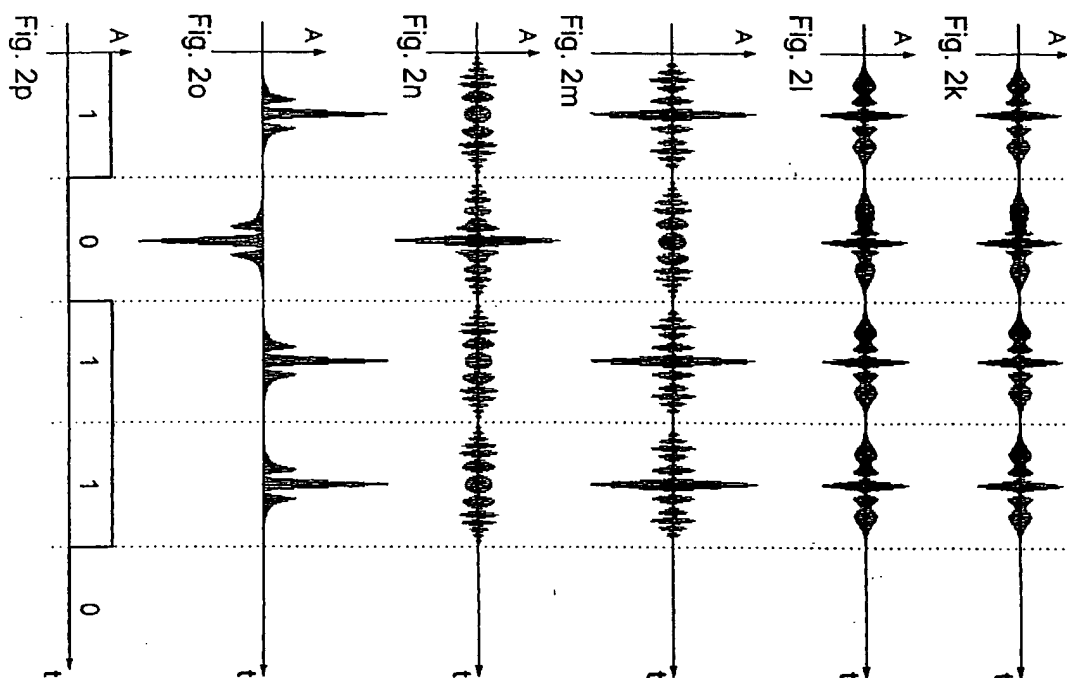


Fig. 3a

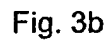


Fig. 3c

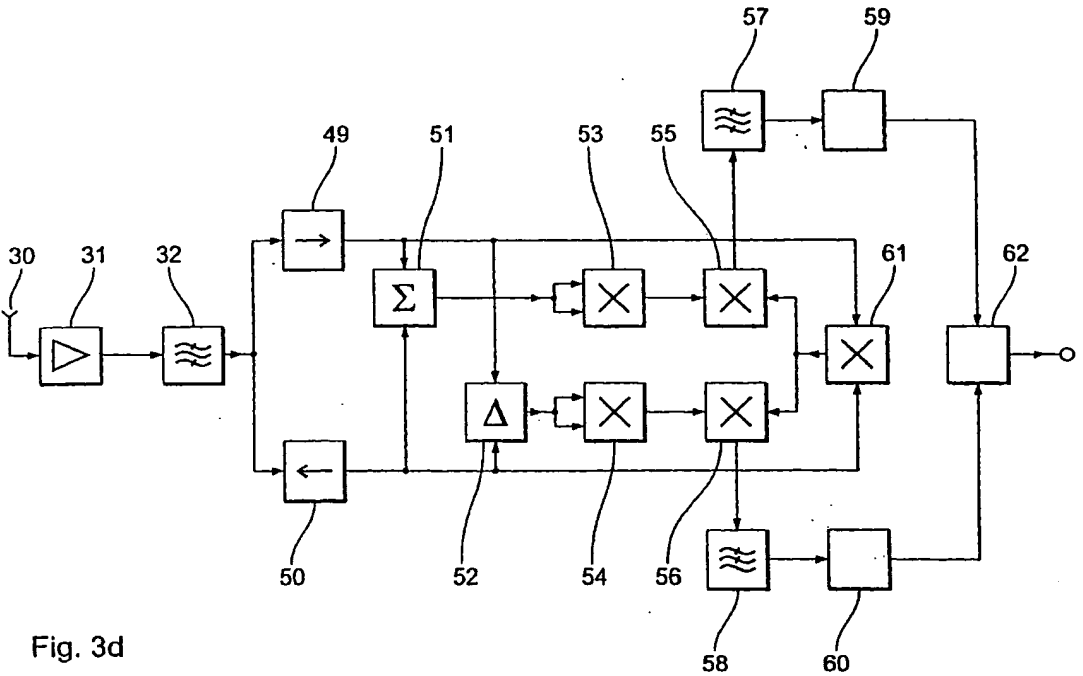


Fig. 3d



Europäisches
Patentamt

Nummer der Anmeldung
EP 01 11 0727

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE

Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Datum Anspruch	Titel
X	US 5 105 294 A (DEGIWA YASUSABURO ET AL.) 14. April 1992 (1992-04-14) * Spalte 5, Zeile 3 - Zeile 12; Abbildung 4 * * Spalte 7, Zeile 52 - Zeile 65; Abbildung 6A *	1	KLASSIFIKATION DES ANMELDENDEN (INCL.7)
A	US 5 070 500 A (HORIUCHI SHINICHI ET AL.) 3. Dezember 1991 (1991-12-03) * Spalte 2, Zeile 3 - Zeile 43 *	2-7	
A	KOMATSU ET AL.: "Spread-Spectrum-Übertragung analoger Signale mit Chirp-Modulation" ARCHIV FÜR ELEKTRONIK UND ÜBERTRAGUNGSTECHNIK, Bd. 36, Nr. 7, Juli 1982 (1982-07), Seiten 299-304, XP002061685 * das ganze Dokument *	1,7	RECHERCHES SAISONIÈRE DE LA C.N.
A	GB 2 208 462 A (CLARION CO LTD) 30. März 1989 (1989-03-30) * Abbildungen 1,3 *	1,7	H048
A	US 5 325 394 A (BRUCKERT EUGENE) 28. Juni 1994 (1994-06-28) * Spalte 3, Zeile 60 - Zeile 62 * * Spalte 4, Zeile 44 - Zeile 64 *	1,7	
A	US 4 255 791 A (MARTIN GAYLE P) 10. März 1981 (1981-03-10) * Spalte 14, Zeile 25 - Spalte 15, Zeile 44 *	1,7	
A	DE 32 16 666 A (GEN ELECTRIC) 18. November 1982 (1982-11-18) * Zusammenfassung *	1,7	
Der vorliegende Recherchebericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
KATEGORIE DER GEKennzeichnetEN DOKUMENTE			
X: von besonderer Bedeutung als Prioritätsdokument A: von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Kategorie O: technologischer Hintergrund P: Zusammenfassung			
1: das Erfindungsgegenstand, das die Erfindung betrifft 2: das Erfindungsgegenstand, das die Erfindung betrifft 3: das Erfindungsgegenstand, das die Erfindung betrifft 4: das Erfindungsgegenstand, das die Erfindung betrifft 5: das Erfindungsgegenstand, das die Erfindung betrifft 6: das Erfindungsgegenstand, das die Erfindung betrifft 7: das Erfindungsgegenstand, das die Erfindung betrifft			
DEN NAME			
13. Juni 2001			
Petter, E			



Europäisches Patentamt
EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 01 11 0727

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE	
Kategorie	Beitrag
A	1.7
MO 95 20277 A (MOTOROLA INC) 27. Juli 1995 (1995-07-27) • Seite 1, Zeile 26 - Zeile 32 * • Seite 4, Zeile 24 - Zeile 26 *	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt	
Rechtsanwalt	Rechtsanwalt der Recherche
DEN HAAG	13. Juni 2001
Petter, E	
KATEGORIE DER GEMAKHTEN DOKUMENTE I: der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E: dieses Patentsystem, das jedoch erst an oder nach dem Antragsdatum veröffentlicht worden ist D: das in dem Antragsdokument veröffentlichte Dokument L: aus anderen Quellen entnommenes Dokument A: sonstige literarische oder wissenschaftliche Veröffentlichungen P: Fachliteratur	

ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.

EP 01 11 0727

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentämter der im obengenannten europäischen Recherchenbericht eingetragenen Patentdokumente angegeben.
Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Daten der Europäischen Patentämter am 13.06.2001.
Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erheben keinen Anspruch auf Genauigkeit.

13-06-2001

Im Recherchenbericht eingetragenes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglieder der Patentämter	Datum der Veröffentlichung
US 5105294 A	14-04-1992	JP 2004077 A JP 1319343 A JP 1319340 A DE 68919920 D DE 68919920 T EP 0348167 A	09-01-1990 25-12-1989 25-12-1989 26-01-1995 11-05-1995 27-12-1989
US 5070500 A	03-12-1991	JP 2089431 A JP 2561945 B JP 2063349 A JP 2678025 B JP 2063348 A JP 2610955 B JP 3928571 A GB 2223612 A GB 2253083 A,B	29-03-1990 11-12-1996 02-03-1990 17-11-1997 02-03-1990 14-05-1997 22-03-1980 11-04-1990 26-08-1992
GB 2208462 A	30-03-1989	JP 1036224 A JP 2117422 C JP 8017341 B JP 1109925 A JP 2070160 C JP 7087397 B DE 3825740 A DE 3844767 C FR 2618959 A FR 4899364 A US 5347534 A	07-02-1989 06-12-1996 21-02-1996 26-04-1989 10-07-1996 20-09-1995 09-02-1989 11-03-1993 03-02-1989 06-02-1990 13-09-1994
US 5325394 A	28-06-1994	US 5224122 A BR 9305563 A CA 2116127 A,C CN 1082287 A,B DE 4392999 T FI 940952 A JP 6510415 T KR 9612479 B MX 9303883 A SE 9400545 A NO 9400917 A	29-06-1993 26-12-1995 06-01-1994 16-02-1994 31-07-1997 28-02-1994 17-11-1994 20-09-1996 31-01-1994 20-04-1994 06-01-1994
US 4255791 A	10-03-1981	KEINE	
DE 3216666 A	18-11-1982	US 4438519 A CA 1192959 A FR 2505112 A	20-03-1984 03-09-1985 05-11-1982

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Anhang des Europäischen Patents, Nr. 1282

ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.

EP 01 11 0727

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentämter der im obengenannten europäischen Recherchenbericht eingetragenen Patentdokumente angegeben.
Die Angaben sind in der Reihenfolge der Mitgliedschaften des Standes der Daten des Europäischen Patentamts am 13.06.2001 angegeben.
Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

13-06-2001

Im Recherchenbericht eingetragene Patentnummern	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentämter	Datum der Veröffentlichung
DE 3216666 A		GB 2098030 A, B HK 96285 A IT 1159062 B JP 5803342 A NL 8201832 A	10-11-1982 06-12-1985 25-02-1987 26-02-1983 01-12-1982
WO 9520277 A	27-07-1995	US 5640385 A BR 9408472 A CN 1141104 A FI 962740 A JP 9507734 T SE 9602101 A	17-06-1997 26-08-1997 22-01-1997 03-07-1996 05-08-1997 03-09-1996

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.1282